

NOVA ELETRONICA

Nº 35 — JANEIRO/CR\$ 50,00

COD. 1108

Manaus, Santarém, Rio Branco, Altamira, Boa Vista, Macapá, Porto Velho, Jipirani, (Via aérea) CR\$ 65,00



Novos integrados, combinando
circuitos digitais e analógicos

Voi e Compressor, p/ grava-
ções e transceptores

Um mini-Moogh para o principiante

O limpador de pára-brisa
de seu carro está pedindo
pelo Brisatemp

Um zener de potência e um
pisca pisca para moto,
na seção Prática

Curso de semicondutores - 26ª lição

Prática nas técnicas digitais - 13ª lição

SOM EM ALTA-FIDELIDADE "NOVIK"

"9 PROJETOS GRÁTIS" PARA VOCÊ MONTAR SUA CAIXA ACÚSTICA,
IGUAL AS MELHORES IMPORTADAS



MONTA SUA
PRÓPRIA CAIXA ACÚSTICA
PARA VOCÊ CURTIR
OU DANÇAR

Projetos de 5" até 15"
e de 10W até 90W de potência,
usando sistemas de alto-falantes
de Alta-Fidelidade "NOVIK", com som igual
ao das melhores importadas.



INSTALE O
MELHOR SOM
EM SEU AUTOMÓVEL
COM ALTO-FALANTES "NOVIK"

De 10W até 50W de potência.
Coaxiais: PES-C e FPS-C.
Woofer: PES e FPS-A.
Tweeters: NT2-S - SA e SB.

Alto rendimento: FMS

Para portas da frente: 5 FME e 6 FPE

A "NOVIK" que, pela sua produção, quantidade e
qualidade de fregueses nacionais e internacionais
se constitui numa das maiores fábricas de alto-falantes
de alta-fidelidade do mundo,
lhe oferece, GRATUITAMENTE, valiosíssimos projetos
de caixas acústicas.

Projetos estes de valor real incalculável,
se analisarmos quanto custou o enorme trabalho de
pesquisa, desenvolvimento e testes de laboratório,
realizado por Engenheiros e Técnicos de Som altamente
especializados para se conseguir sonofetores que
representam o que de melhor existe hoje em
reprodução sonora.

São os mesmos projetos usados pela maioria das
melhores fabricantes nacionais e, também, exportados
para 14 países dos 5 continentes.

AGORA VOCÊ
JÁ PODE MONTAR
SUA CAIXA DE SOM PARA

INSTRUMENTOS MUSICAIS

Projetos até 200W de potência,
usando os alto-falantes "Pesoadões-NOVIK",
especiais para Guitarra, Contra-baixo,
Órgão e Voz.

PEDIDOS PARA:

NOVIK S.A.

Cx. Postal 7483 - S. Paulo - SP.



NOVA ELETRÔNICA

EDITOR E DIRETOR RESPONSÁVEL LEONARDO BELLONZI

CONSULTORIA TÉCNICA Geraldo Coen / Joseph E. Blumenfeld / Juliano Barsali / Leonardo Bellonzi

REDAÇÃO Juliano Barsali / José Roberto da S. Caetano / Paulo Nubile

DIAGRAMADOR Eduardo Manzini

ARTE Eduardo Manzini / Antonio T. Chaves / Maria T. Koffler / Miguel Angrisani / Roseli Julias

CORRESPONDENTES: NEW YORK Guido Forgnoni / MILÃO Mário Magrone

COMPOSIÇÃO J.G. Propaganda Ltda. / FOTOLITO Estúdio Gráfico M. F. Ltda.

IMPRESSÃO Cia. Lithographica Ypiranga / DISTRIBUIÇÃO Abnli S. A. Cultural e Industrial

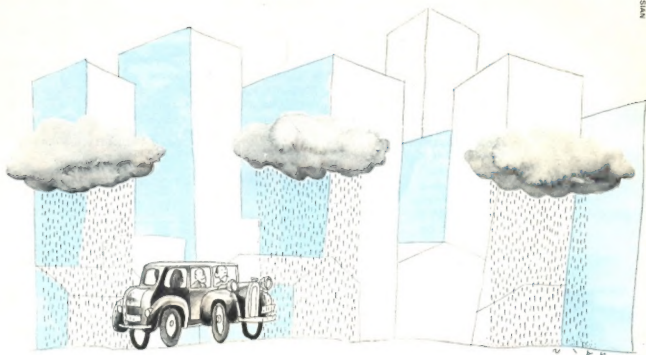
NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da EDITALE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

Redação, Administração e Publicidade: Rua Gedriga, 1.051 — Brooklin — SP.

TODA CORRESPONDÊNCIA DEVE SER EXCLUSIVAMENTE ENDEREÇADA À NOVA ELETRÔNICA — CAIXA POSTAL 30.141 - 01000 S. PAULO, SP. REGISTRO N° 9.949-77 — P.153

Kits	Brisatemp, temporizador para o limpador de pára-brisa	2
	Voice compressor, o novo compressor para PX, gravações, microfones	8
Seção do principiante	O mini-Moogh: uma introdução à música eletrônica	14
	O problema é seu	18
Teoria e informação	Conversa com o leitor	20
	A tabela do mês	23
	Ideias do lado de lá	24
	Aplicações do vidro e vidro-cerâmica na indústria eletrônica	27
	Estórias do tempo da galena	34
Áudio	Sonorização de grandes ambientes: no Brasil - conclusão	36
	Em pauta	45
Seção PY/PX	Válvulas e transistores: duas faces da mesma moeda	48
Bancada	Como reparar circuitos TTL	59
Prática	Um zener "sintético" de potência	63
	Um simples pisca-pisca para motos	67
Engenharia	Prancheta do projetista	
	Combinação de circuitos analógicos e digitais num CI de telefonia	71
Suplemento BYTE	Novos módulos <i>bubble</i> para armazenagem em massa	80
	O 8080 para principiantes - 10ª lição	86
Cursos	Prática nas técnicas digitais - 13ª lição	94
	Curso de semicondutores - 26ª lição	118

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou dilettantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho suficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se origina a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial; os protótipos são minuciosamente providos em laboratório próprio antes de suas publicações. NÚMEROS ATRASADOS: preço da última edição à venda. A Editale vende números atrasados mediante o acréscimo de 50% do valor da última edição posta em circulação. ASSINATURAS: não remetemos pelo reembolso, sendo que os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em S. PAULO, em nome da EDITALE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.



Temporizador para o limpador do pára-brisa

Eis uma opção para minimizar aquele batimento chato (mas necessário) do limpador do pára-brisa nos dias de chuva. Com um simples circuito temporizador você pode regular o intervalo do limpador e otimizá-lo para as condições de chuva leve, garoa e neblina. E em caso de chuva forte ele continuará o mesmo de antes.

§ Um acessório útil nos dias de neblina, garoa ou chuva leve.

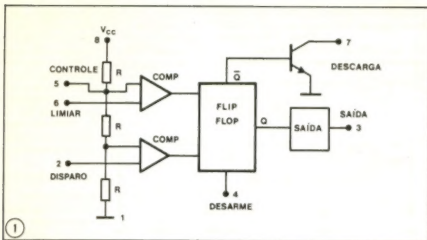
§ Velocidade ajustável através de potenciômetro.

§ Executa entre 1 e 6 varreduras p/ ciclo, em intervalos de 2,7 a 35 s.

§ Circuito simples, montado em kit e de fácil instalação no carro.

§ Quando desligado não interfere no funcionamento normal do limpador.

A idéia desse temporizador é evitar o trabalho de ficar ligando e desligando o limpador, ou de sujeitar-se ao seu ritmo maçante quando não há real necessidade disso. Para executar essa missão designamos confiantemente um velho conhecido nosso — o 555. Assessorado por alguns poucos componentes, incluindo um relê, ele submeterá o movimento do limpador, deixando para você a escolha da velo-

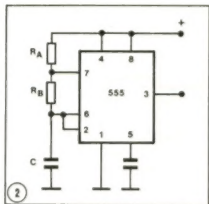


cidade desejada: execução de 1 a 6 varridas por ciclo, em intervalos de 2,7 a 35 segundos.

O 555 como astável

Para melhor compreensão do circuito cabe-nos "refrescar a memória" dos que já conhecem, e elucidar os leigos, a respeito da operação do 555 como multivibrador astável. A figura 1 mostra a constituição interna do timer integrado. Como se vê, ele reúne dois comparadores de voltagem, um flip-flop biestável, um transistor de descarga e um divisor de tensão. O divisor resistivo é utilizado para fixar os níveis de entrada dos comparadores. Podemos informar que os três resistores são de igual valor, e a partir daí concluir que o comparador de disparo fica posicionado em $1/3 V_{CC}$ e que o comparador de limiar leva como referência a tensão de $2/3 V_{CC}$. As saídas dos comparadores são conectadas a um flip-flop biestável. Quando uma tensão abaixo de $1/3 V_{CC}$ aparece no terminal de disparo, o comparador muda de estado e leva o flip-flop a excitar a saída, colocando-a no seu estado alto. O pino de limiar normalmente monitora a tensão do capacitor (como veremos adiante) da constante de tempo RC (externa). Quando a tensão no capacitor excede $2/3$ de V_{CC} , o comparador de limiar desarma o flip-flop, levando a saída do CI ao estado baixo. Ao mesmo tempo, o transistor de descarga é posto em condução, descarregando o capacitor da constante de tempo externa.

Vejamos agora como o 555 se comporta como multivibrador astável. A figura 2 passa a ser nossa referência. Ao alimentarmos o circuito, o capacitor C está descarregado e com isso o pino 2 (limiar) está abaixo de $1/3 V_{CC}$, o que ocasiona o posicionamento da saída ao nível alto e o transistor de descarga no corte (não conduzindo). Então, o capacitor C vai se carre-



gando através da rede resistiva RA + RB e no momento em que a tensão sobre ele ultrapassa $2/3$ de V_{CC} o comparador de limiar muda de estado, desarma o flip-flop e leva a saída a seu nível baixo, pondo em condução (saturação) o transistor de descarga. Este, por sua vez, interrompe o processo de carga do capacitor, descarregando-o via resistor RB. O capacitor será descarregado até atingir a tensão $1/3 V_{CC}$; quando isso ocorrer, o ciclo se reiniciará com a saída indo para o estado alto, o transistor sendo cortado e o processo de carga se repetindo.

Fornecendo um pouco de matemática à explicação obtemos três fórmulas que comandam os cálculos de tempo no 555.

tempo de descarga: $t_1 = 0,693 (RB)C$ (saída estado baixo)

tempo de carga: $t_2 = 0,693 (RA + RB)C$ (saída estado alto)

frequência de oscilação:

$$\frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1,49}{(RA + 2RB)C}$$

Esperamos que esta breve explicação tenha auxiliado a compreensão

do funcionamento do 555 como astável. Passemos ao temporizador propriamente dito.

O circuito do temporizador

Na figura 3 acha-se o circuito geral usado no temporizador. Ele foi dividido em seis partes que denominamos:

1. circuito timer e capacitor da constante
2. rede de carga
3. fonte de corrente constante para descarga
4. referência variável para a fonte de corrente
5. saída excitadora do relé
6. filtragem, desacoplamento e proteção

Essa divisão do circuito em blocos ou partes facilitará o nosso estudo.

1) O circuito timer e o capacitor da constante constituem justamente aquilo que acabamos de explicar há pouco — o uso do circuito integrado 555 no modo astável. Portanto, não há necessidade de maiores detalhes.

2) A rede de carga é formada pelos componentes que se responsabilizam pela carga do capacitor da constante de tempo até o nível de $2/3 V_{CC}$. A função do diodo nesta configuração é eliminar as influências (interações), dos componentes responsáveis pela descarga, durante o período de carga. Devido à tensão de alimentação do circuito (11 a 14 V) a influência do próprio diodo na fase de carga é pequena e permiti-nos utilizar a fórmula básica para o tempo de carga:

$$t_C = 0,693 (RA + RB)C$$

já que $RB \ll RA$, podemos simplificar para:

$$t_C = 0,693(RA)C$$

$$\text{sendo } C = 10 \mu F,$$

$$RA = 100 k \Omega + R_2 e$$

$$0 < R_2 < 1 M \Omega$$

Então, regulando o valor de R_2 , obteremos os seguintes mínimo e máximo de acionamento do limpador:

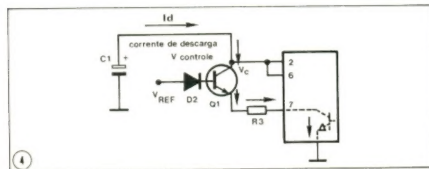
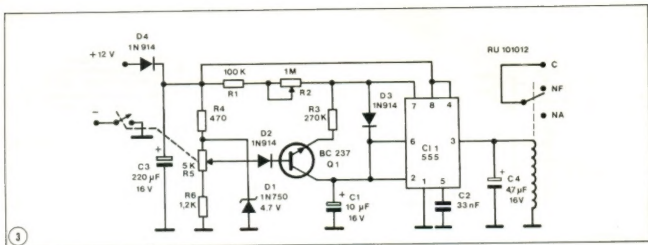
$$p/R_2 = 0 \rightarrow t = 0,693 \times 100 k \Omega \times 10 \mu F = 0,69 s,$$

$$\text{tempo suficiente para acionar uma varredura do limpador do pára-brisa.}$$

$$p/R_2 = 1 M \rightarrow t = 0,693 \times (100 k \Omega + 1 M \Omega) \times 10 \mu F = 7,6 s,$$

o que normalmente permitirá o acionamento de até 6 varreduras.

3) Fonte de corrente constante para descarga. Nesse ponto nosso circuito difere radicalmente quanto ao que é convencional em relação ao 555 no que se refere ao controle do tempo de descarga e o modo como isso é conseguido. Em lugar de utilizarmos um resistor para descarga do capacitor da constante, usamos uma fonte de corrente constante. Para a compreensão deste bloco, a figura 4 nos ajudará. A disposição dos componen-



tes está alterada para permitir também um melhor entendimento do circuito.

Durante o período de descarga, os componentes que efetuam a carga não interagem de nenhuma maneira nesse processo e vice-versa, devido ao diodo de bloqueio existente na base do transistor. A operação da fonte de corrente constante se baseia no fato de que se o transistor está trabalhando na região linear, as correntes de emissor e coletor são praticamente iguais. Para uma certa tensão de referência V_{ref} , a queda sobre $R3$ é fixa e aproximadamente $V_{ref} - V_L$, variando V_L entre 0,4 e 0,8 V. Portanto, a corrente sobre ele será $\frac{V_{ref} - V_L}{R3}$, cons-

peço pelo valor obtido anteriormente:

$$\Delta T = \frac{C1 \times R3 \times \Delta V}{V_{ref} - V_L}$$

Como ΔV é um terço da fonte ($\cong 12V$), ou seja, 4 V, $R3 = 270 \text{ k}$ ohms,

$C1 = 10 \mu F$ e $V_L = 0,6 V$ (média) obtemos:

$$\Delta T = \frac{10 \times 10^{-6} \times 270 \times 10^3 \times 4}{V_{ref} - 0,6} = \frac{10,8}{V_{ref} - 0,6}$$

Se procurarmos obter regulação de ΔT entre 2,7 e 35 segundos, de acordo com a fórmula obtida, V_{ref} deverá variar entre 0,91 e 4,6 volts. Como conseguir isso? Veja a explicação da referência variável.

4) Referência variável para a fonte de corrente. Como o tempo de descarga, no nosso caso, deve ser controlado, a referência de tensão para a fonte de corrente é controlada. Com isso variamos a corrente de descarga e consequentemente o tempo de descarga.

Obtém-se uma tensão constante através de um zener e por meio de um divisor resistivo variável tomamos uma amostra de tensão para referência da fonte de corrente constante. Os motivos que nos levaram à escolha de um circuito de descarga por corrente constante foram dois:

a — utilizar um capacitor de baixo valor para controlar o tempo, ganhando assim em tamanho, estabilidade e preço.
b — utilizar um potenciômetro miniatura para controlar o tempo de descarga. Mas, só se encontram à venda potenciômetros desse tipo com resistências baixas (5 ou $10 \text{ k} \Omega$), quando precisaríamos de valores entre 1 M e 4,7 M ohms. Usamos, portanto, um potenciômetro de $5 \text{ k} \Omega$ e um zener de 4,7 V para regulação da referência. Para obter 0,91, $R6$ deve ser $1,2 \text{ k}$ ohms.

5) Aproveitando a capacidade de fornecimento de até 200 mA de corrente, conectamos o relé à saída do 555. O capacitor em paralelo com a bobina do relé protege a saída do 555 contra tensões inversas geradas por aquela no momento do desligamento.

6) Filtragem, desacoplamento e proteção. Devido ao tipo de ambiente em que o dispositivo vai operar (automotivo), temos de levar em conta uma série de ruídos (assim considerados eletricamente e não acusticamente) existentes na linha de alimentação, em vista da variedade de equipamentos eletroeletrônicos que funcionam dentro de um automóvel.

Considerando-se este aspecto, incluímos no circuito três componentes cuja função é minimizar essa característica negativa do ambiente em que funcionará o temporizador. São eles: D4 e C3, para desacoplamento da fonte, formando um RC que além de permitir uma *pseudo estabilização* para varia-

tante e quase igual à corrente de descarga I_d do capacitor $C1$, ou seja:

$$I_d = \frac{V_{ref} - V_L}{R3}$$

Por outro lado, o tempo de descarga do capacitor é dado por:

$$\Delta T = C \frac{\Delta V}{I_d} \text{ ou, substituindo } I_d$$

ções rápidas de voltagem, também neutraliza a maioria dos pulsos transitientes existentes na linha de alimentação. O D4 cumpre também o papel de proteger o circuito contra ligações inversas da fonte, bloqueando a condução e se for o caso, recebendo quase totalmente a tensão inversa. O capacitor C2 tem a função de estabilizar o funcionamento do 555, evitando que ruídos possam ser acoplados ao pino 5 do mesmo (controle de voltagem).

Funcionamento global

Juntando agora todas as partes, vejamos como fica o funcionamento geral do circuito. Ao ligarmos a alimentação ao mesmo, o capacitor da constante de tempo estará descarregado e com isso o pino 2 do 555 estará ao nível baixo. Por estar abaixo de $1/3$ de V_{CC} a tensão do capacitor, a saída do timer mudará para o nível alto. Ao mesmo tempo o capacitor estará se carregando pela rede de carga. O diodo de bloqueio na base de Q1 impede a interação do circuito de descarga no tempo de carga. Quando a tensão sobre o capacitor atingir $2/3$ de V_{CC} , a saída do 555 retornará ao nível baixo e o pino de descarga (7) entrará em condução. Desse modo, o circuito de carga se tornará inoperante e a fonte de corrente constante responsável pela

descarga será acionada. Ao nível de $1/3$ de V_{CC} , o capacitor da constante reiniciará o ciclo.

É através de dois ajustes que podemos regular o temporizador. Um, interno, permite-nos regular quantas varreduras da palheta sobre o pábrisa desejamos. O outro, externo, além de ligar o aparelho, regula o intervalo entre as varreduras. Esse intervalo é determinado variando-se a intensidade da corrente de descarga. A saída do temporizador compõe-se de um contato reversível do relê, o qual atua sobre o limpador.

Montagem

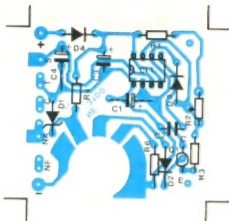
Com exceção do relê, todos os componentes deverão ser colocados diretamente na placa de circuito impresso (figura 5). Depois de colocados, os mesmos deverão ser soldados e, quando necessário, terem seus terminais cortados. A sequência de colocação e soldagem deverá ser a seguinte:

1º) todos os resistores.

2º) todos os diodos, com muita atenção para não cometer nenhuma inversão de polaridade (vide figura 6).

3º) o capacitor C, que não é eletrolítico.

4º) os dois capacitores eletrolíticos, observando a polaridade dos mesmos também na figura 6.



5º) o circuito integrado NE555, fazendo coincidir a marcação do pino 1 do componente com a da placa (veja figura 6 para identificação da pinagem).

6º) o transistor Q1; tenha cuidado com o posicionamento de E, B e C (ainda figura 6 para dissipar dúvidas).

7º) o trimpot R2 conforme a figura 7.

8º) de acordo com a figura 8, instale o potenciômetro R5 no seu furo correspondente. ➔

Eletrônica Apolo

**Kits Nova Eletrônica Transistores Diodos C-Mos
Circuitos Integrados Lineares TTL**

Fortaleza

Rua Pedro Pereira, 484 — tels: 226-0770 — 231-0770

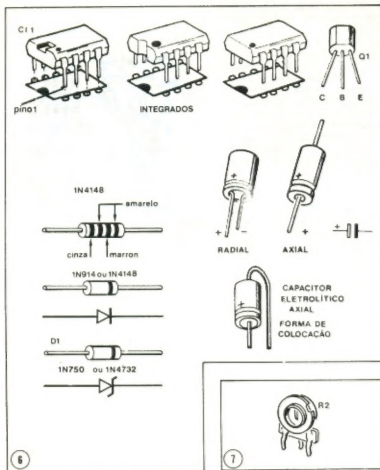
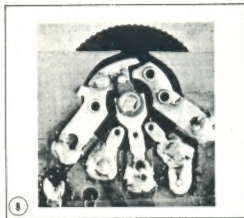


TABELA DE CONEXÕES DO BRISATEMP		
FIO DO BRISATEMP	FIOS DA CHAVE	ALIMENTAÇÃO
VERDE	NF	
AMARELO	NA	
AZUL	C	
VERMELHO		+ 12 V
PRETO		CHASSI (TERRA)



9º passe agora ao relé. Este deverá soldar-se rente à placa como mostram as figuras 9 e 10.

A carcaça plástica do relé deverá tocar a borda da placa de circuito impresso considerando o terminal (como a primeira ilha, o terminal plano do relé será soldado à terceira ilha e o terminal perpendicular à placa à sexta ilha).

10º os três terminais do relé que ficaram livres serão conectados à placa através de fios e conforme a figura 10. 11º corte cinco pedaços de fio de 1,5 m de comprimento, e desencepe seus extremos em 5 mm, sendo que cada fio deverá ser uma cor (preto, vermelho, verde, azul e amarelo). Olhando por cima, pela face dos componentes, os fios deverão ser ligados da seguinte maneira:

preto na primeira ilha (NF)
verde na segunda ilha (NF)
amarelo na terceira ilha (NA)
azul na quarta ilha (C)
vermelho na sétima ilha (+)

Colocação na caixa — Esta etapa consiste em instalar a placa impressa na caixa, sendo que a mesma somente se encaixará numa única posição.

a) fixe a placa no fundo da caixa usando dois parafusos AA de 2,9 X 6,5 mm
b) passe o chicote de fios pelo furo lateral traseiro da tampa da caixa.

c) feche a caixa utilizando quatro parafusos que a acompanham.

d) junto ao material do kit deverá ser encontrada ainda uma fita com dupla face adesiva. Esta, será empregada para fixar a caixa ao painel do carro.

Instalação no carro

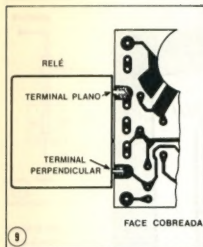
Em vista dos vários modelos de carro existentes, torna-se muito trabalhoso fornecer uma orientação individual para a conexão do temporizador em cada veículo. Entretanto, orientaremos o montador com uma rotina de identificação que permitirá ao mesmo descobrir quais os contatos da chave em que ele deverá conectar o temporizador.

Uma característica que nos auxilia neste intuito é a de que o motor do limpador do pára-brisa ao ser desacionado permanece funcionando até que as palhetas cheguem na sua posição de descanso. Isso se deve a um contato (chave) interno do motor, que o

mantém ligado enquanto as palhetas estiverem fora de sua posição de repouso. O que devemos fazer é identificar os fios vindos do motor para a chave e que correspondem a essa função.

A nossa rotina de procura começa por identificar o fio que corresponde à alimentação do motor. Para isso será necessário um voltímetro, ou uma lâmpada pequena de 12 V ligada a dois fios com garras jacaré nas pontas. Essa primeira identificação poderá então ser feita de três modos (com a chave de ignição ligada):

1 — Com o voltímetro apto a medir 12 ou mais volts em corrente contínua (tensão), liga-se o terminal negativo do mesmo à terra (chassi do carro e mede-se na chave qual o contato mantém sempre o mesmo potencial, independentemente da posição daquela (desligada, baixa velocidade, alta velocidade). Feitas as tentativas e tiradas as primeiras conclusões, verifique se o limpador deixa de funcionar totalmente caso se desligue o terminal encontrado. Veja também se o fio anteriormente ligado a ele, mesmo desligado da chave, ainda apresenta os seus 12 V (pode variar entre 11 e 14,5



V). Isso confirmado, marque esse fio com o código NA.

2 — Para fazer o teste com uma lâmpada, o procedimento é similar. Apenas, utilize agora a incandescência (acendimento) da lâmpada, e não mais a deflexão de um ponteiro, para indicação da existência de voltagem.

2 — Embora seja o mesmo recomendado, este método também pode trazer resultados. Trata-se do desligamento individual de cada fio que chega à chave e subsequente identificação de qual provoca a interrupção total do funcionamento do limpador (tanto na posição de baixa, como na alta velocidade).

Após ter identificado o terminal ou fio que corresponde à alimentação, devemos procurar um outro terminal de vital importância para o funcionamento adequado do temporizador — o terminal de retorno automático.

Esse terminal corresponde ao fio vindo do motor, e que está ligado ao contato interno que mantém o mesmo ligado até que o limpador chegue à sua posição de repouso.

Assim como na identificação do terminal de alimentação, teremos aqui três opções possíveis de serem seguidas:

a. Esta etapa procurará identificar qual terminal da chave do limpador (fio que chega à chave) possui características de intermitência, qualquer que seja a velocidade selecionada, em relação ao chassi do veículo, à alimentação do limpador ou qualquer outro terminal da chave. Para execução dessa operação, marque cada fio com um número, excetuando o da alimentação que já está marcado. A seguir, faça medições (com voltímetro) entre os cabos e anote os resultados de todas as combinações entre os fios. Consta que qual terminal apresentou intermitência em relação a outro. Caso esse estado de intermitência não se configure, passe a outro tipo de verificação. Veja qual terminal, dentro do

mesmo jogo de combinações, retém um estado (tensão entre os terminais ou não) durante um intervalo de varredura, ao desligarmos o limpador. Esse estado deverá se manter até que as palavras atinjam o ponto de repouso; nesse momento, esse estado temporário entrará numa condição estática.

Relação de material

RESISTORES

- R1 — 100 k Ω (marrom-preto-amarelo)
 R3 — 270 k Ω (vermelho-violeta-amarelo)
 R4 — 470 k Ω (amarelo-violeta-amarelo)
 R6 — 1,2 k Ω (marrom-vermelho-vermelho)
 Todos os resistores são de 1/8 W e 5% de tolerância.
 R2 — Triplot de 1 M Ω .
 R5 — Potenciômetro c/chave, 5 k Ω (inclui knob e parafusos).

CAPACITORES

- C3 — 220 μ F/16 (eletrolítico)
 C1 — 10 μ F/16 (eletrolítico)
 C2 — 33 ou 47 nF/16 V (cerâmico)
 C4 — 4,7 μ F/16 (eletrolítico)

SEMICONDUCTORES

- C11 — NE 555 ou LM 555 (circuito integrado)
 Q1 — BC 237 ou 337 ou 547 (transistor NPN)
 D1 — 1N 750, 1N 750A ou 1N4732 (zener de 4,7 V)
 D2 — 1N 914 Ou 1N4148 (diodo de chaveamento)
 D3 — 1N 914 Ou 1N4148 (diodo de chaveamento)

DIVERSOS

- RL1 — relé reversível, RU 101012

Caixa plástica com parafusos.

2 parafusos AA 2,9 x 6,5 mm, cabeça redonda

1,5 m de solda trínúcleo

1,5 m de fio flexível encapado 18 AWG plástico azul

1,5 m de fio flexível encapado 18 AWG plástico vermelho

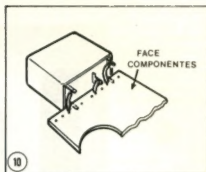
1,5 m de fio flexível encapado 18 AWG Plástico verde

1,5 m de fio flexível encapado 18 AWG plástico azul.

1,5 m de fio flexível encapado 18 AWG Plástico preto

20 cm de fita auto adesiva dupla face

Placa de circuito impresso NE 3100



Embora seja uma operação cansativa e variada em combinações, a mesma é segura para identificar o terminal da chave interna do motor. Depois de identificado o fio a que corresponde, desconecte-o da chave do limpador e verifique se, ao desligarmos este, as palhetas param imediatamente. Esse último teste caracteriza a identificação desse fio.

b. Usando a lâmpada, siga a mesma rotina acima, valendo-se da sua incandescência para obter as indicações dos diferentes estados.

c. O terceiro método consiste em desligar individualmente os fios da chave do limpador e verificar qual deles, ao ser desligado, causará a paralisação imediata do limpador no momento de desativação.

Marque o terminal após sua identificação.

Certo da identidade desses dois terminais, proceda então da seguinte forma:

1. Abra a ligação entre o terminal de retorno automático e a chave.

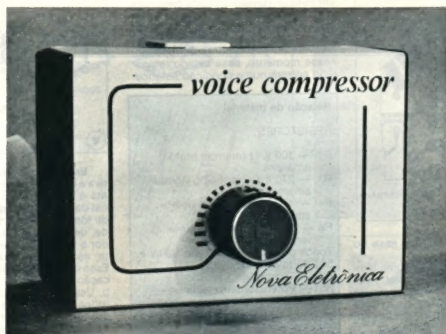
2. Puxe uma extensão do terminal de alimentação (+ 12 V).

3. Intercale um fusível nessa extensão (no caso, um pedaço 2 cm da solda fornecida no kit deverá ser usada como fusível).

4. Estando a chave de ignição ligada e a do limpador desligada, conecte o fio da alimentação (com fusível) primeiro ao terminal de retorno automático que provém do motor, e observe o resultado (se é acionado o limpador). Em caso negativo experimente com o lado da chave do terminal de retorno. 5. Descoberto com qual dos lados ligado à alimentação o limpador funciona, marque-o com o código C e o outro lado com o código NF, e deixe os prontos para ligação ao BRISATEMP.

6. Feita essa codificação conecte cada ponta já identificada aos fios provenientes do temporizador que possuírem o mesmo código (vide tabela).

Com isso encerramos a fase de instalação elétrica do temporizador ao limpador. Os terminais correspondentes a positivo e negativo no temporizador deverão ser ligados aos respectivos pontos elétricos do automóvel.



Ao usarmos um microfone numa gravação, num palco, ou acoplado a equipamento de comunicação, sentimos a necessidade de um controle automático de volume.

Variações de volume são notadas enquanto o sinal percorre o espectro de intensidade sonora da fala humana, ou quando muda a distância entre a fonte de som e o microfone. Um aparelho que elimine essas diferenças e torne o som audível por igual, em qualquer caso, é o que precisamos. Esse aparelho é o VOICE COMPRESSOR.

§Um aparelho que põe fim às inoportunas variações de volume ocorridas quando do uso de microfones.

§Elimina os problemas causados pela variação de distância da fonte sonora ou de intensidade da voz humana.

§Para o uso em sistemas públicos de comunicação, gravações, transceptores, (PX), etc.

§E que pode ser acoplado a qualquer tipo de microfone e de amplificador de áudio.

Digamos que alguém possua um amplificador comum e um microfone. A voz humana caracteriza-se por variações abruptas na intensidade sonora. É sua particularidade. Então, se ajustarmos o controle de volume do amplificador para que forneça um nível que não o sature nos picos, a audição será dificultada quando das passagens mais baixas. Por outro lado, se através do mesmo controle impusermos um nível mais alto ao amplificador a fim de solucionar o caso anterior, ele irá saturar-se e distorcer o sinal nos níveis mais altos. Em qualquer dos casos teremos prejudicada a inteligibilidade do que é falado. É o que acontece geralmente em estações de trem e

metrô, rodoviárias, aeroportos, supermercados ou quaisquer sistemas públicos. E mesmo em outros usos de microfones, como gravações, intercomunicadores PX, sistemas de comunicação, etc.

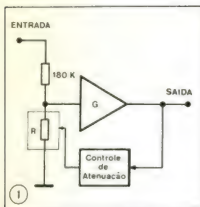
Ainda mais, uma vez feito o ajuste de volume, ao variarmos a distância do emissor da voz ao microfone, será notada uma grande diferença sonora na saída.

O ideal, portanto, é um aparelho que nos permita ouvir tudo com boa inteligibilidade, tanto com os altos e baixos da voz, e mesmo que a distância da fonte ao microfone varie frequentemente, como acontece normalmente ao falarmos no microfone.

A fim de solucionar o problema, foi desenvolvido um compressor de voz, que, de acordo com as expectativas, apresentou ótima *performance*. O compressor-limitador que apresentamos agora, é um circuito que amplifica muito os sinais baixos e mantém os médios e altos dentro de certa faixa, de modo que, após ajustado o volume, o nível de saída seja quase insensível a variações de volume da voz ou da distância ao microfone.

Princípio de funcionamento

Para melhor compreensão do funcionamento do circuito, veja o diagrama da figura 1. Neste vemos um atenuador à entrada de um amplificador, onde o grau de atenuação de sua en-



trada é determinado pelo resistor R, o qual é controlado mediante o nível de saída.

O resistor R, na verdade, é um FET de canal N e tem seu valor resistivo variável desde 250 Ω até vários megohms. Isso nos permite uma compressão ao redor de 55-60 dB sem distorção apreciável (onda senoidal), característica somente encontrada em aparelhos sofisticados e caros. Quando em níveis baixos de saída, R apresenta um valor alto, praticamente não atenuando o sinal passante. Assim, o sinal presente à saída será o de entrada amplificado G vezes. Por outro lado, se o nível de saída ultrapassar

2,8 V_{pp}, o controle de atenuação irá forçar a variação do valor de R para manter um nível constante na saída.

Como a voz tem muitos desníveis de volume, o comportamento de R ficará entre as situações descritas, variando em função das modificações da voz, assim como da constante de tempo do controle que atua sobre ele.

Como dissemos, em lugar de R é usado um transistor FET, o qual funciona como um resistor controlado por tensão, oferecendo ótimo desempenho, desde que observados, como em nosso projeto, os seguintes fatores:

- o FET se comporta como resistor linear (baixa distorção), para valores de V_{GS};

- a não-linearidade aumenta quando V_{GS} se aproxima da tensão de corte (pinch-off) V_p;

- a resistência linear depende de V_{GS} e V_p, aplicando-se a seguinte fórmula:

$$r_d = r_o \frac{V_p}{V_p - V_{GS}}$$

$r_o = r_d$ quando $V_{GS} = 0$

O circuito

O diagrama completo do compressor está na figura 2. O sinal vindo do

microfone é acoplado ao circuito através de C1 e atenuado pelo conjunto R2/Q2. O capacitor C2 tem por finalidade minimizar quaisquer interferências de alta frequência que porventura se somem ao sinal de áudio. O amplificador operacional C11 está montado numa configuração não inversora e o ganho em tensão G é determinado por:

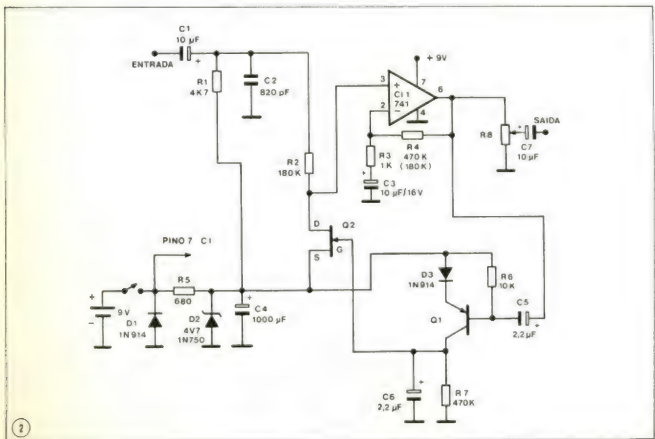
$$G = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad \text{ou} \quad G \approx \frac{R_4}{R_3}$$

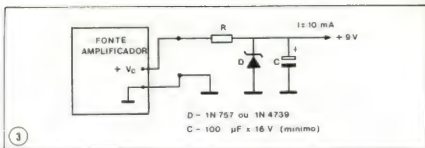
(pois o ganho é alto)

R5 e D2 formam uma fonte de tensão constante (4,7 V) que serve para polarizar o amplificador, enquanto C4 diminui a impedância dessa fonte em CA.

Quando o nível de saída tende a aumentar além de 2,8V_{pp}, Q1 entra em condução, carregando C6 com uma tensão qualquer entre 0 e 4 volts, o que permitirá variar o V_{GS} do FET entre -4,7 e -0,7 volts. À medida que V_{GS} aproxima-se de -0,7 V, a resistência r_d que o FET oferece tende a diminuir e, inversamente, quando V_{GS} aproxima-se de -4,7 volts, r_d aumenta.

O capacitor C6 irá descarregar-se através de R7, determinando, assim, a constante de tempo de controle do FET. O valor selecionado dessa constante é apropriado para as característi-





cas da voz humana. Com outros tipos de fontes sonoras deve ser adotada uma constante de tempo adequada ao uso, o que será conseguido por meio de testes práticos.

R1 tem a função de polarizar a entrada não inversora do CI, assim como ditar a impedância de entrada do circuito.

Finalmente, D1 presta-se a proteger o circuito no caso de inversão da polaridade da bateria.

Fonte externa

A alimentação requerida pelo compressor é de 9VCC. Esta poderá ser obtida usando uma bateria ou então, a partir de uma fonte externa, com as consequentes vantagens que esta pode trazer. Nesse caso, podemos nos valer da própria fonte do aparelho ao qual será acoplado o *voice compressor*. Para isso bastará que se utilize o circuito da figura 3.

O resistor R_A deverá ser determinado de acordo com as seguintes fórmulas:

$$R_A = \frac{V_C - 9V}{I}$$

Sendo V_C = tensão da fonte externa.

I = corrente de consumo do compressor (≈ 10 mA).

E uma vez obtido esse valor, deve-se adotar o resistor comercial mais próximo e de menor valor possível. Por exemplo, no caso do POWER 200:

$$R_A = \frac{30 - 9}{10 \times 10^{-3}} = 2,1 \text{ k ohms}$$

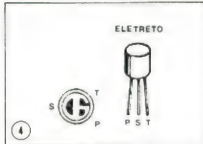
E o valor comercial menor e mais próximo possível é 1,8 k ohms; então, $R_A = 1,8$ k ohms.

Para se saber a dissipação desse resistor deve-se usar a seguinte fórmula:

$$P = \frac{(V_C - 9)^2}{R_A}$$

No caso do POWER 200:

$$P = \frac{(30 - 9)^2}{1800} = 0,24 \text{ W}$$



Portanto, $R_A = 1,8 \text{ k} \Omega$, 1/4 W.

Nota: Não se recomenda o uso de fonte externa ao usar o compressor para PX, pois poderão aparecer oscilações.

Aplicações

Dentre as muitas possíveis, citamos algumas:

a) sistemas públicos em geral

- estações
- aeroportos
- supermercados
- galerias
- auditórios

b) intercomunicadores

c) gravadores

d) transmissores de rádioamadores

Primeiramente, frisamos que o compressor foi dimensionado visando o uso conjunto com o POWER 200 e mais um microfone de eletreto. Assim, sendo, se ambos forem usados, o circuito não deverá ser alterado. Porém, se outros elementos forem empregados, o compressor se adaptará muito facilmente a eles como veremos adiante.

Apresentaremos, pois, outras fontes alternativas de sinal, em conjunto com outros amplificadores.

Quanto às possíveis fontes de sinal:

1 — **Eletreto:** como já foi dito, adapta-se com perfeição ao circuito, sem alteração alguma. Como o eletreto necessita de alimentação, foi previsto na placa um furo de alimentação para ele, tal furo é indicado com a inscrição EL. A figura 4 mostra o referido microfone e a ordem de ligações para o mesmo. Deve-se ligar P a EL, S ao ponto S da placa e T ao ponto de terra (\perp) junto

a S.

2 — **Dinâmico:** sem alterações; não requer alimentação.

3 — **Cristal:** sem alterações; não requer alimentação. Cuidado especial deve ser tomado quando à sua blindagem, a fim de evitar a captação de 60 Hz.

4 — **Alto-falante:** se acoplado a um transformador de impedância, pode ser usado como microfone. E o caso dos intercomunicadores. Esse transformador possui um enrolamento com 8 ohms e outro com 5 k ohms. Assim, o primeiro deve ser ligado ao alto-falante, enquanto o outro será ligado à entrada do compressor.

Quanto aos amplificadores:

1 — **POWER 200:** se usado, nada deverá ser alterado.

2 — **STERO 100:** neste caso, visto que a sensibilidade deste é maior que a do POWER 200, o valor de R_A poderá ser diminuído, caso se deseje menor sensibilidade. Este poderá ser de 180 k Ω . Ambos os resistores acompanham o *kit*. O compressor deverá ligar-se à entrada FM.

3 — **Similares ao anterior:** vale o que foi dito com relação ao STERO 100. Apenas uma restrição deve ser feita — a impedância de entrada do amplificador deverá ser maior que 10 k ohms (válida para a maioria dos amplificadores).

4 — **Importante:** o compressor não deverá ser ligado à entrada destinada a toca-discos (*phono*), e sim a qualquer outra com sensibilidade entre 100 e 200 mV (veja especificação no manual do amplificador utilizado).

5 — **Outros:**

a) **gravadores** — é conveniente que se façam testes quanto à amplitude do sinal de saída do compressor, ou seja, do sinal que entra no gravador, até que se alcance o ponto ótimo, onde teremos a sua sonoridade sem saturar o gravador.

b) **transceptores** — veja o texto referente a estes, mais adiante.

Microfonia

A microfonia é um fenômeno caracterizado por um apito intermitente no alto-falante, provocado pela realimentação acústica para o microfone. De modo prático, é causada pela proximidade desses dois elementos. Portanto, nunca deixe o microfone muito perto do alto-falante, pois este certamente irá "apitar". Outra solução seria diminuir o volume do compressor.

Voice Compressor aplicado a transmissores (faixa do cidadão)

Além dos usos já relacionados, não poderíamos deixar de mencionar a interligação do compressor a um transmissor de RF (faixa do cidadão, por exemplo) para melhorar a qualidade de transmissão.

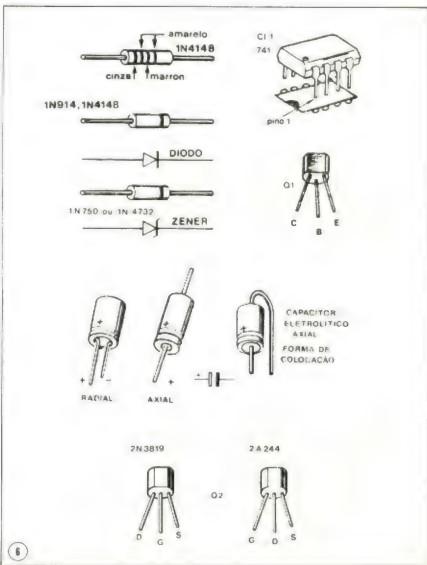
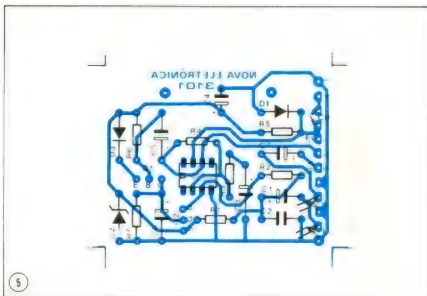
Uma das aplicações mais atraentes do VOICE COMPRESSOR é, portanto, seu acoplamento a um transmissor (por exemplo, da faixa dos 11 m) com o objetivo de melhorar o percentual médio de modulação e com isso aumentar a eficiência, inteligibilidade e o alcance da transmissão.

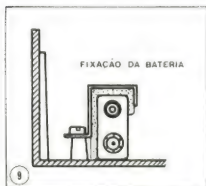
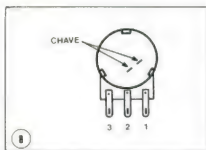
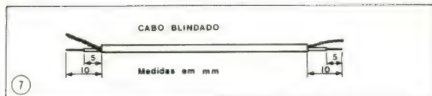
Essas duas vantagens já são suficientes para justificar a incorporação do compressor ao transmissor. Mas, devemos ter em conta que certos cuidados são necessários, caso contrário o bom funcionamento do compressor será comprometido em sua totalidade, impedindo seu uso nessa aplicação.

Como sabemos, o ganho do compressor, a grosso modo, pode ser considerado proporcional à amplitude do sinal de entrada. Isso quer dizer que o mesmo apresenta um ganho elevado para sinais de nível baixo. Agora, devemos considerar que parte do sinal irradiado pode ser captado pelo compressor (devido à proximidade e a fiação que o interliga ao transmissor). E é justamente esse pequeno sinal detectado que pode impedir o funcionamento adequado do compressor, pois ele poderá ser reaplicado ao transmissor, que também o retransmitirá. Cria-se assim um círculo vicioso (realimentação positiva) que provocará uma oscilação modulada semelhante à microfonia. Isso será o bastante para impedir a operação correta do compressor, como havíamos dito.

Os meios para evitar esse fenômeno (testados nos transmissores Lafayette Mod HB 650 e RCA Mark Eight Citizens Band Transceiver) são simples, mas, se não observados corretamente serão ineficazes:

- I) O compressor deve ser alimentado única e exclusivamente por uma bateria de 9 V.
- II) A fiação de entrada e saída deve ser feita com cabo blindado.
- III) A fiação da chave PT do microfone deve ser a mais curta possível, o mais distante do compressor e feita de modo que seus cabos estejam paralelos e bem próximos entre si (para isso o mais recomendável é o cabo multi-veias).
- IV) Garantir um mínimo de onda estacionária sobre a antena, com a intenção de evitar retornos de RF ao transmissor e eventualmente ao compressor.





V) Regular devidamente o nível de saída do compressor para evitar a saturação da modulação e possíveis tendências a oscilações em virtude disso. Para cada transceptor deve ser encontrado o volume máximo permitido (ajustável com o potenciômetro do compressor) na entrada, a fim de se evitar as irregularidades mencionadas.

Montagem

Como se trata de um *kit* relativamente pequeno, sua montagem não apresenta maiores dificuldades. Antes de iniciá-la convém dar uma boa revisão na placa de fiação impressa. Para isso a figura 5 o auxiliará.

A seguir, na figura 6, mostramos um quadro explicativo dos componentes mais críticos. Quando da soldagem de eletrônicos, CI, diodos zener ou comuns, e transistores, recorra ao quadro para elucidar suas prováveis dúvidas.

Iniciemos, então, a sequência de soldagens; acompanhe a ordem sugerida:

1. C1
2. D1 a D3
3. R1 a R7
4. Q1 e Q2
5. C1 a C6

Feitas as soldas, corte os excessos de terminais dos componentes.

Passes agora aos fios de ligação da placa:

1) Corte o cabo blindado ao meio e tire a capa plástica que o envolve em aproximadamente 10 mm; e a capa plástica da alma do fio em aproximadamente 5 mm (figura 7). Faça isso para ambos os lados do cabo e para os cabos.

Os dois cabos resultantes se destinarão a conexões externas, ou seja, a entrada e saída. Assim sendo, solde-os a esses pontos assinalados com as letras E e S, respectivamente. Se for usar microfone de eletreto, utilize fio de 3 veias, ou blindado com 2 fios internos, ao invés daquele que vem com o kit.

2) Corte dois pedaços do cabo de 3 veias com aproximadamente 15 cm cada um. De um deles serão utilizadas apenas duas veias; sendo assim, tire uma delas fora. O cabo com 3 veias será soldado entre a placa e o potenciômetro. Depois das pontas estarem separadas e desencapadas, solde os três fios aos pontos da placa marcados por 1, 2 e 3.

Quanto ao cabo de duas veias, será usado para ligação da chave CH à placa. Separe e descasque suas pontas, ligando-as aos pontos da placa indicados para a chave.

O potenciômetro, por enquanto, deverá ser deixado de lado. Deixe, pois, os fios a ele destinados em repouso.

Agora, solde os fios do clip para bateria. O fio vermelho do mesmo deverá soldar-se ao ponto (+) da placa, enquanto o fio preto ao (-) desta.

Estando todos os fios soldados, passe a trabalhar com a caixa. Se tiver necessidade do uso da alça, antes de tudo, instale-a na parte posterior da caixa, da seguinte forma:

- a — coloque os dois parafusos M3 nos orifícios da caixa destinados à fixação da alça, de dentro para fora
- b — introduza a alça em L sobre os parafusos e prenda-a com as porcas dos mesmos.
- c — na parte inferior da caixa, sobre os parafusos, é conveniente a colocação da chapa de poliestireno, que vem com o kit, a fim de isolá-la.

Antes de fixar a placa de circuito impresso em seu devido lugar, passe os cabos de entrada e saída pelo orifício

posterior da caixa, especialmente destinado a esta finalidade.

Convém que se faça uma marca qualquer nos fios para que não sejam confundidas entrada e saída.

Passados os fios, fixe a placa em seu lugar (o lado da caixa que possui frestas deve ser reservado para a bateria).

Fixada a placa, montemos o potenciômetro na tampa. Aqui são utilizadas duas porcas que serão assim dispostas:

- 1) tome o potenciômetro em mãos e introduza nele a 1ª porca.
- 2) coloque-o no orifício do painel e prenda-o com a 2ª porca, pelo lado externo.

Devemos, agora, soldar os fios da placa a ele destinados. Para ligação dos fios da chave, a ordem dos mesmos não é importante. Mas, para ligação do potenciômetro é de fundamental importância que a ordem seja correta. Na placa esses pontos são indicados por 1, 2 e 3. O mesmo acontece nos terminais do potenciômetro, ao se observar a figura 8.

Após a ligação do potenciômetro, coloque a bateria no clip. A seguir, tome o prendedor para a bateria, coloque a espuma em seu lado inferior e depois a própria bateria. Verifique se tudo foi corretamente montado.

Isso feito, posicione o conjunto no devido local e prenda-o com os parafusos auto-atarraxantes restantes (figura 9).

Basta apenas fechar a caixa, colocar o knob no eixo do potenciômetro, e a montagem estará pronta.

Relação de material.

RESISTORES

- R1 — 4,7 k Ω (amarelo-violeta-vermelho)
- R2 — 180 k Ω (marrom-cinza-amarelo)
- R3 — 1 k Ω (marrom-preto-vermelho)
- R4 — 180 k Ω (marrom-cinza-amarelo) e 470 k Ω (amarelo-violeta-amarelo)
- R5 — 680 Ω (azul-cinza-marrom)
- R6 — 10 k Ω (marrom-preto-laranja)
- R7 — 470 k Ω (amarelo-violeta-amarelo)

Todos os resistores são de 1/8 W e 5% de tolerância.

CAPACITORES

- C1 — 10 μ F/16 V (eletrolítico)
- C2 — 820 pF/16 V (cerâmico)
- C3 — 10 μ F/16 V (eletrolítico)

C4 — 1000 μ F/16 V (eletrolítico)
 C5 — 2,2 μ F/16 V (eletrolítico)
 C6 — 2,2 μ F/16 (eletrolítico)
 C7 — 10 μ F/16 V (eletrolítico)

SEMICONDUCTORES

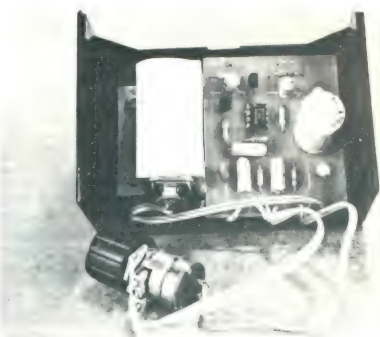
C11 — μ A 741 ou LM 741 (circuito integrado)
 Q1 — BC 557 ou BC 558 ou BC 559 (transistor bipolar PNP)
 Q2 — 2N 3819 ou 2A 244 (transistor FET canal N)
 D1 — 1N 914 ou 1N 4148 (diodo de chaveamento)
 D2 — — 1N 750 ou 1N 4732 (diodo zener)
 D3 — 1N 914 Ou 1N 4148 (diodo de chaveamento)

DIVERSOS

Caixa plástica com 4 parafusos AA de 2,9 x 6,5 mm.
 Potenciômetro com chave, 4,7 k Ω linear.
 knob D 821 cinza.
 Alça
 (2) parafusos M3 x 8 mm cabeça cilíndrica.
 (2) porcas M3.
 Parafuso AA 4,5 x 13 mm.
 Fixador para bateria.

Espuma plástica, espessura 3 mm, 50 x 70 mm.
 Bateria de 9 V.
 Clip p/bateria com fios vermelho e preto.
 Fio blindado simples — 1 metro.

Fio multi-veias (3 veias) 22 AWG — 0,5 metro
 Chapa poliestireno, espessura 0,2 mm, 50 x 70 mm.
 Solda trinucleo — 1 metro
 Placa NE 3101



O VOICE COMPRESSOR montado e funcionando bem!

**DIGITAL CADA UM TEM UMA.
 MAS A NOSSA É MELHOR.
 PORQUE TEM UM ESTOQUE
 COMPLETO E VARIADO DE
 COMPONENTES ELETRÔNICOS
 E DOS KITS NOVA ELETRÔNICA.**



Componentes Eletrônicos Ltda.

Rua Conceição, 383 — Porto Alegre, RS
 Fone: (0512) 24-4175





Moogh: entrando nos domínios da música eletrônica

Construindo este circuito você terá dado um salto inicial para a compreensão do que são os instrumentos hoje usados na música eletrônica. Num projeto onde primam a simplicidade e o baixo custo, os iniciantes e aficionados poderão ter em suas casas uma pequena amostra do que fazem nos palcos os mais progressistas conjuntos de rock. Além de tudo, este Moogh é uma boa oportunidade de aprender como funcionam os osciladores de relaxação com transistores unijunção. Um projeto ideal para quem "curte" música e gosta de eletrônica.

A despeito de terem feito o seu enterro já por muitas vezes, o *rock* está aí e muito vivo. É claro que já houve uma época em que o *rock* foi moda (como acontece hoje com a discoteca) e que toda moda passa. Mas o que é realmente bom sobrevive e serve de base para outras manifestações musicais.

Hoje o *rock* está incorporado ao modo de vida da sociedade atual. Há um público fiel ao *rock* desde os anos de delírio com os Beatles e os Rolling Stones e, somado a esse público mais antigo, muitos jovens que não viveram essa época vão se simpatizando com o *rock* porque simplesmente ouviram, gusta-

ram e querem curtir tanto o que está aparecendo quanto o que já foi feito em mais de 20 anos de existência do *rock*.

Na evolução do *rock*, a idéia dos grupos compostos de três guitarras e bateria foi sendo gradativamente modificada com a adoção de modernos

equipamentos eletrônicos. Os sintetizadores, desde o fim da década de 70, passaram a ser exaustivamente usados como uma opção de evolução do rock "tradicional" que passava por um processo de desgaste. Grupos como o Pink Floyd, Genesis, Emerson Lake and Palmer e o Yes (com o tecladista Rick Wakeman) começaram a introduzir no rock o que havia de mais avançado em termos de música eletrônica e, desde então, o sintetizador vem sofrendo um processo de contínuo aperfeiçoamento.

Um sintetizador pode ser entendido como um agrupamento de muitos osciladores que se destinam a reproduzir sons conhecidos (como o de um piano, o barulho da chuva e do vento) e a produzir sons desconhecidos (limitados apenas pela imaginação do instrumentista e pelos recursos do aparelho). Atualmente os sintetizadores ganham dimensões quase faraônicas (vide, por exemplo, alguns concertos do Rick Wakeman) como extraordinária gama de recursos.

Pois bem, antes do sintetizador atingir o estágio atual, ele sofreu um processo de evolução. Partiu de modelos simples e daí, por anexação de outros módulos, foi evoluindo. Um desses primeiros módulos a surgir foi o Moogh.

O Moogh que descrevemos neste artigo é uma amostra, um gostinho do que é a música eletrônica. Mesmo com certa limitação de recursos (possui dois osciladores enquanto os sintetizadores possuem centenas) trata-se de um bom início para os aficcionados que desejam penetrar no mundo incrível da música eletrônica.

Um Moogh com dois UJTs

Este gerador de efeitos sonoros emprega dois osciladores intercalados: um que gera sinais numa ampla gama de timbres musicais; e outro que gera uma série de batidas que servem como ritmo de acompanhamento.

É importante ressaltar a simplicidade do circuito. São dois osciladores a base de transistores unijunção usados em configurações conhecidas como osciladores de relaxação. Os dois osciladores não são complicados, não empregam transformadores caros nem componentes difíceis de se encontrar na praça. Além dos transistores unijunção, são empregados elementos passivos como resistores e capacitores, de tal forma que não há dificuldades na compreensão do funcionamento e na construção deste Moogh.

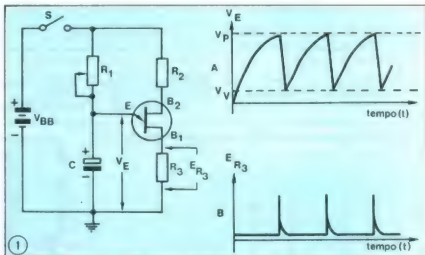
Análise do Circuito

Os transistores empregados nesta montagem são do tipo unijunção. Uma descrição detalhada deste componen-

te pode ser estudada no curso de semicondutores desta revista no nº 30.

Simplificando, podemos dizer que o UJT (abreviatura usual do transistor unijunção) é um amplificador linear de sinais; é antes um dispositivo de chaveamento, um sistema que trabalha em dois estados distintos: de condução e de corte. Não há estados intermediários entre esses dois. Até nos casos em que é empregado como amplificador, o UJT é usado sempre em sistemas impulsivos e não lineares.

Na maioria das aplicações, o UJT é usado como gerador de sinais. Pode substituir um circuito um pouco complexo e de funcionamento crítico como é o multivibrador astável com a ajuda de apenas mais quatro componentes. O circuito que faz essa proeza é o oscilador de relaxação que pode ser visto na figura 1.



Oscilador de relaxação com as respectivas formas de onda no emissor e base 1

Ao lado da figura 1 encontram-se as formas de onda no emissor do UJT (gráfico $V_E \times t$) e na base 1 (gráfico $E_3 \times t$). A tensão no emissor do UJT é toda ela aplicada pelo capacitor C que se carrega pela bateria e pelo resistor R1. Há um ponto (V_P) em que a tensão no capacitor é suficiente para comutar o UJT. Nessas condições, as resistências entre emissor e base 1, e base 2 e base 1 diminuem sensivelmente, forçando a descarga do capacitor pela junção emissor — base 1 e por R3. Como R3 é também um resistor de baixo valor, a descarga do capacitor é bem rápida, gerando os pulsos do gráfico inferior. Com a diminuição abrupta do potencial do emissor, há um ponto (V_V) em que o UJT volta ao estado de corte, iniciando novo ciclo de carga do capacitor. Note que esse é um processo cíclico e as formas de onda se repetirão enquanto houver alimentação no circuito. O tempo de carga do capaci-

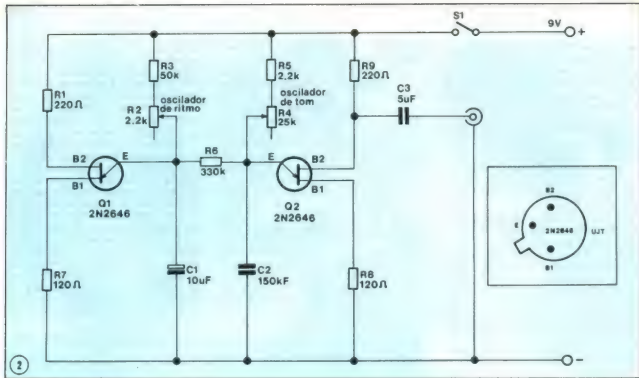
tor depende do UJT, do resistor R1 e do próprio capacitor C. Portanto, uma maneira de variar a frequência de oscilação do circuito é alterando o valor de um desses três componentes. O caso mais simples e econômico é tornar o resistor R1 um potenciômetro, como está indicado no esquema da figura 1.

Observe agora o circuito da figura 2. É o próprio Moogh. Se olhar com atenção, você descobrirá que o circuito é constituído de dois desses osciladores de relaxação discutidos até agora. Para melhor discernimento dividimos, por meio de linhas tracejadas, esses dois osciladores. O resistor R6 é um elemento de acoplamento entre os dois estágios. O primeiro oscilador, à esquerda, é formado por um capacitor eletrolítico de 10 μF . Com um capacitor desses, a constante de carga é bastante alta — com o potenciômetro no valor máximo, a distância entre um ci-

clo e outro (período) é de cinco segundos aproximadamente. Esse oscilador é o próprio gerador de ritmos do Moogh. O oscilador da direita é construído com um capacitor de 150 KpF. Com esse capacitor e um potenciômetro de 25 kOhm a frequência de oscilação varia entre 200 Hz e 5.000 Hz; constituindo o gerador de tom do Moogh.

A saída do gerador de ritmos é injetada na entrada do gerador de tons de tal modo a haver uma modulação em amplitude do sinal gerado no segundo oscilador. O sinal de saída resultante tem uma forma de onda triangular-impulsiva, riquíssima em harmônicos. Os harmônicos são responsáveis pelo efeito Moogh, enriquecendo o som audível com a passagem do sinal por um amplificador ou diretamente na saída do Moogh por meio de um fone de ouvido.

A utilização de um fone de ouvido num Moogh pode parecer estranha à



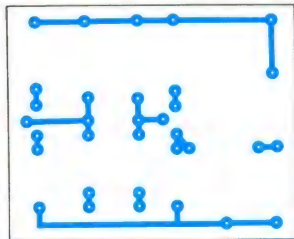
Circuito completo de Moogh

primeira vista. Contudo, o fone de ouvido é o instrumento de teste mais eficiente para esse tipo de circuito e é

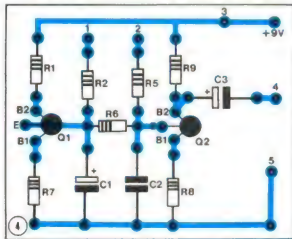
também uma forma de "curtir" o seu Moogh sem amolar os vizinhos.

Como a forma de onda de saída

propicia o aparecimento de harmônicos, é natural se esperar que esses harmônicos não se situem apenas na



Chapa de circuito impresso vista do lado cobreado.



Chapa de circuito impresso vista do lado dos componentes.

faixa audível. E, realmente, uma pequena parte do sinal de saída se encontra na região do ultrassom. Caso você queira constatar esse efeito, basta fazer a seguinte experiência: ligue o Moogh à saída de um amplificador possante e regule o Moogh para a região mais aguda possível; provavelmente você não ouvirá nada nessas condições, porém, se algum gato ou cachorro estiverem por perto, certamente serão incomodados, isso porque esses animais conseguem captar sinais sonoros de frequências mais altas que qualquer ouvido humano conseguiria. Mas, no caso de você não querer incomodar nenhum cão ou ga-

to, esses sinais podem ser eliminados por meio de um filtro (um capacitor de baixo valor ligado entre a saída e terra).

A tensão da bateria não é crítica, numa faixa de 3 a 12 volts o Moogh funciona satisfatoriamente. Uma pilha de rádio portátil de 9 volts representa uma boa maneira de alimentar o circuito, já que o seu consumo não chega a 50 mA em qualquer situação dos potenciômetros R2 e R4.

A Montagem

A construção deste aparelho é muito simples, até para os mais inexperientes. Na figura 3 se encontra a

disposição de componentes numa chapa de circuito impresso. Como se trata de um diagrama retangular, o circuito pode ser construído até com esmalte e fita isolante.

Uma vez terminada a confecção da chapa ela pode ser introduzida num invólucro metálico ou de plástico. No lado superior do invólucro devem ser colocados os potenciômetros de controle R2 e R4, além do interruptor geral S1 e dos bornes de saída do Moogh.

A mesma chapa de circuito impresso da figura 3 pode ser vista na figura 4, agora focalizada pelo lado dos componentes. Nesse diagrama não aparecem nem os potenciômetros, nem a pi-

lha, nem a chave geral. Porém, a ligação desses dispositivos está indicada com uma sequência de terminais numerados de 1 a 5. Entre os terminais 1 e 2 vai ligado o potenciômetro de controle de ritmo; entre 2 e 3 vai ligado o potenciômetro de controle de tom; entre 3 e 5 há uma ligação em série da bateria e da chave S1 e os terminais 4 e 5 são os bornes de saída.

A figura 5 mostra visualmente tudo o que falamos sobre essas ligações. A chapa deitada é a placa de circuito impresso em que aparecem desenhados apenas os bornes numerados (1 a 5) e a chapa de pé é o painel frontal do aparelho visto por trás. Seguindo esse esquema, não há porque errar.

Uma atenção especial deve ser dada à ligação de componentes com polaridades fixas (no caso, os capacitores e os UJTs). Para que não haja confusão com inversão de terminais e consequente perda do componente, ao lado da figura 2 se encontra a distribuição de terminais do UJT usado neste circuito. Quanto aos demais componentes, a não ser os capacitores eletrolíticos, não há motivos para preocupações.

As ligações do circuito impresso aos potenciômetros não são críticas quanto ao comprimento; podem ter até uns 10 cm ou mais. Logicamente, para que o invólucro não fique saturado de fios, é conveniente economizar nas medidas.

Se você quiser obter uma escala tonal diferente, o capacitor C2 deve ser

mudado para um valor maior ou menor. Um capacitor de 50 kpf colocado diretamente em paralelo a este elemento abaixará a escala de aproximadamente um oitavo. Por outro lado, o valor do capacitor C1 é tal que consegue satisfazer praticamente todas as "velocidades" de ritmos. Seria inútil aumentar o valor da capacitância desse oscilador já que o que se conseguiria com um capacitor maior seria aumentar o intervalo entre as batidas para até 10 ou 15 segundos. Em termos musicais, um ritmo ditado por um período desses é absolutamente inútil.

Com os valores indicados no esquema original, o ritmo médio (por volta de uma batida por minuto) é obtido com o potenciômetro em meio curso. Se um controle de nível do gerador de ritmos for necessário, pode-se transformar o resistor R6 (330 kOhm) num potenciômetro (num potenciômetro de 330 kOhm em série com um resistor de 100 kOhm, por exemplo). Uma chave liga-desliga nessa posição poderá ligar e desligar o gerador de ritmos, dando mais uma opção ao circuito.

Dos resistores de base dos osciladores, o único cujo valor é realmente crítico é o resistor R9. Esse componente tem um papel importante na definição da forma de onda de saída e uma alteração do seu valor acarretaria uma diminuição no número de harmônicos e na riqueza do som.

Antes de finalizar este artigo, cabe-nos uma advertência. Não se pode esperar de um circuito simples e didático

como este uma performance comparável aos circuitos usados por profissionais ligados à área da música eletrônica. Este circuito foi projetado com o intuito de permitir aos iniciantes e aficionados em eletrônica uma introdução aos equipamentos eletrônico-musicais.

De resto, só nos cabe desejar uma boa montagem e um bom divertimento. Lembre-se que com a ajuda da imaginação e da persistência você poderá inclusive aumentar os recursos deste Moogh.

Lista de Componentes

Resistências

R1 =	220 Ohm
R2 =	50 kOhm potenciômetro linear
R3 =	2,2 kOhm
R4 =	25 kOhm potenciômetro linear
R5 =	2,2 kOhm
R6 =	330 kOhm
R7 =	120 Ohm
R8 =	120 Ohm
R9 =	220 Ohm

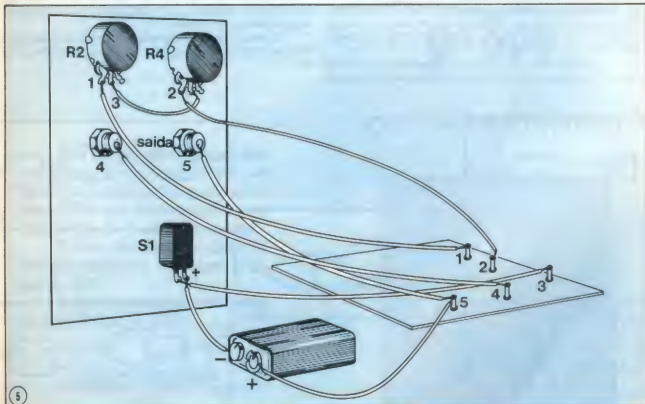
Capacitores

C1 =	10 uF/12 v eletrolítico
C3 =	5 uF/100 v eletrolítico
C2 =	0.15 uF

Transistores Q1 e Q2

2N 2646 ou 2N 2647 (UJT)

© Copyright Radio Elettronica



Vista interior do invólucro com as ligações dos potenciômetros, da chave e da pilha.



O PROBLEMA É SEU!

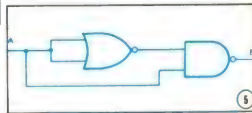
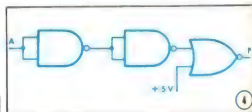
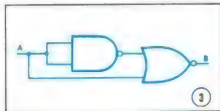
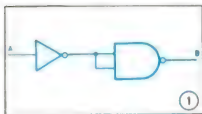
PORTAS LÓGICAS TTL

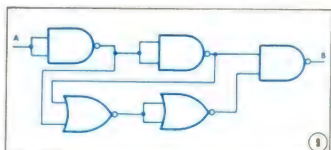
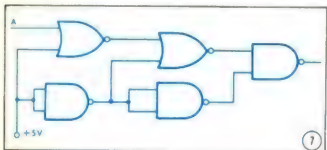
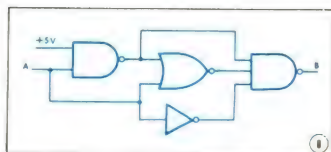
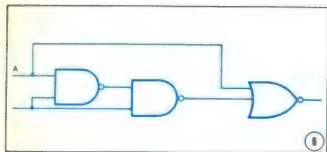
Nos esquemas de aparelhos digitais são bem frequentes agrupamentos de portas lógicas como as que você encontrará ao resolver este teste. O sucesso no entendimento dos esquemas digitalizados depende em boa parte da compreensão desses agrupamentos.

"O Problema é Seu" deste mês apresenta 10 circuitos lógicos com uma entrada (indicada pela letra A) e uma saída

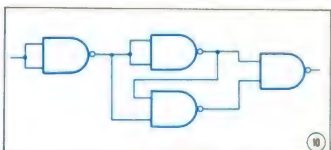
(indicada pela letra B) cada um. Para as duas possibilidades de A (0 ou 1), determine os valores de B. Assuma que os circuitos pertencem à família TTL.

Sabendo resolver este teste, você terá compreendido o funcionamento das portas lógicas básicas da eletrônica digital.





	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
A	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0



μ -Spy

O ESPIÃO ELETRÔNICO

Um dispositivo eletrônico compacto e discreto. Para ser oculto em um canto qualquer e transmitir as informações necessárias, sem se fazer notar.

E não se trata de um microequipamento do superarsenal de 007.

É apenas mais um Kits Nova Eletrônica, o uSPY.

A VENDA NA FILCRES E
REPRESENTANTES EM TODO
O BRASIL.





CONVERSAR COM O LEITOR

Uma louável aplicação do μ Spy

Fiquei agradavelmente surpreso com o lançamento do projeto μ Spy, pois o mesmo presta-se exatamente ao que estava procurando. Meses, atrás, recebi a incumbência da montagem ou projeto de um aparelhinho de audição para uma avó, com problemas de audição, mas não tinha afinado com soluções técnicas de compactibilidade e/ou sensibilidade indispensáveis, e o μ Spy reúne essas qualidades. Aliás, poderia aproveitar o ensejo para indicar esta como sugestão de aplicação, entre as muitíssimas aplicações para o μ Spy.

Ademais, gostaria de saber se a utilização de um fone de cristal aumentaria a resposta de fidelidade do aparelho, em vista da natureza da aplicação, de otimização da audição humana, ou o que fazer.

Marconi Chaves Ramos
João Pessoa-PB

Bem aí está. O Marconi acaba de descobrir mais uma utilidade para o μ Spy. Falando com o pessoal do laboratório, que "bolou" o aparelhinho, ficamos sabendo que ele tem uma boa resposta na faixa de frequências da voz humana, não sendo necessária nenhuma adaptação. Naturalmente, o sucesso do μ Spy como auxílio de audição vai depender muito da pessoa que utilizá-lo, isto é, do seu grau de audição e do seu conforto auditivo.

Só nos resta desejar, Marconi, que sua avó se dê bem com o μ Spy e que ela volte a ouvir tão bem ou quase tão bem como antes.

Algumas sugestões úteis

Através desta venho parabenizá-los pelo excelente trabalho até aqui desenvolvido, o qual venho acompanhando há quase dois anos. Com cursos, a seção do principiante, entre outros artigos, vim aprendendo uma série de coisas que me estão sendo úteis agora no colégio técnico.

Empregando todos os conhecimentos até aqui acumulados, venhos sugerir que publiquem, cada mês, ou da forma que melhor convier, uma tabela de transistores, não só

os mais usados, mas também outros, com seus principais parâmetros (VCE, hFE, I_{Cmax} , f_T , aplicações típicas etc.), pois ultimamente venho me ressentindo de um manual de transistores, o qual hoje em dia não está muito barato.

Magnus Tombolato
Campinas-SP

Temos sentido, realmente, que muitos leitores encontram dificuldades em conseguir dados e até mesmo equivalências de transistores, mesmo dos tipos mais comuns. Esse problema nos levou a pensar seriamente no assunto, e já estamos arquitetando algum meio de saná-lo, ao menos parcialmente, seja pela forma como você sugeriu, Magnus, ou por alguma outra, que seja mais conveniente aos leitores. Em breve teremos a solução e esperamos que seja do agrado de todos.

Uma estação um tanto incômoda...

Estou com um problema aqui em casa. Meu pai comprou um amplificador Gradiente STR 1250, com AM e FM. Mas quando se quer ouvir um disco, entra uma interrupção, a nossa rádio local. Quería saber qual é o problema, pois o aparelho ainda é novo.

Hardi Reinke
Panambi-RS

Você não diz em sua carta, Hardi, se a interferência persiste quando você está ouvindo alguma estação de AM ou FM no sintonizador. Mas, de qualquer forma, seu problema provém, muito provavelmente, da ligação entre o toca-disco e o amplificador do receptor, e não do receptor. Procure blindar muito bem o cabine de conexão entre os dois aparelhos e estabelecer um terra comum entre eles (o manual do receptor costuma fornecer todas as informações a respeito). Escreva-nos, contando os resultados.

Estou no 3º ano da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, área de engenharia elétrica, e tendo interesse em montar um circuito de áudio, um tanto antigo, deparei-me com um transistor de denominação 2SD43, para o qual não encontrei substituto, por não possuir nem encontrar literatura que mencionasse esse componente.

Por outro lado, estamos levantando as características através do circuito, porém necessitamos de dados que somente o fabricante poderia fornecer, e o melhor resultado é obtido com a indicação do substituto.

Sendo assim, dirijo-me a V.Sas. no intuito de conseguir tal informação, se possível, ou instruções de como consegui-la.

Ary Poletto
Ilha Solteira-SP

Consultamos nossos manuais de equivalências, Ary, e conseguimos obter as seguintes informações:

— O transistor é de um fabricante de origem japonesa (os transistores com prefixo "2S" tem essa procedência, normalmente);

— O circuito que lhe interessou deve ser mesmo um pouco antigo, pois esse transistor é de germânio;

— Seus equivalentes mais próximos são: AC 127, AC 185 e AC 186, todos do tipo NPN.

Temos também uma sugestão que você poderá adotar, ou então sugerir ao responsável pela biblioteca de sua Faculdade. Existe, nos EUA, uma editora chamada DATA Inc., responsável pela publicação de manuais de componentes eletrônicos, que englobam todos os quase todos os fabricantes existentes. Os componentes são apresentados de várias formas, para facilitar sua localização, e são dadas todas as características, inclusive encapsulamento e nome do fabricante. Existem manuais de diodos, transistores, integrados digitais e lineares, tiristores e até de transistores descontinuados.

Há, porém, um pequeno detalhe: esses manuais são fornecidos semestralmente, mediante assinatura direta com a editora. O preço é um tanto pesado, mas com uma assinatura de um ano (dois volumes), já se tem uma boa quantidade de informações.

Essa editora tem um representante aqui no Brasil, encarregada de fazer as assinaturas. É a Publicações Técnicas Internacionais e fica na rua Peixoto Gomide, 209, em São Paulo.

O problema do fazendeiro

Em primeiro lugar, gostaria de parabenizá-los pela excelente revista, que não é simplesmente mais uma revista do gênero, pois desde o primeiro número podemos observar a qualidade da mesma.

Não tenho curso de eletrônica, mas o que sei, aprendi lendo revistas de eletrônica. O que aprendi sobre circuitos lógicos, técnicas digitais, microprocessadores, foi exclusivamente na Nova Eletrônica.

Gosto muito da montagem com kits e da seção do principiante, mas ao montar o problema do fazendeiro, publicado na NE nº 32 (out. 79), utilizando como sugestão a placa dada pela figura 7, percebi que o mesmo não funcionava. Após conferir os CIs, ver se não havia curtos entre os fíletes, passei a observar a fiação pelo esquema dado na fi-

gura 4, e observei que houve alguma falha na placa dada pela figura 7. Após os devidos acertos, liguei o aparelho e vi que funcionava de acordo.

Gostaria que publicassem, o desenho da placa já corrigida, que estou enviando anexo à carta, para que os leitores que desejarem montar o aparelho não percam tempo tentando procurar o defeito. Gostaria que publicassem também mais circuitos lógicos na seção do principiante.

Norberto de Oliveira Bond
São Paulo-SP

Queremos, antes de tudo, agradecer pelos seus elogios ao nosso trabalho e também por nos ter alertado para essa falha de nossa parte. Logo abaixo está reproduzido o desenho da placa, já corrigido.

Você deve ter reparado, no entanto, que só fizemos a correção em certos pontos — as ligações entre pinos adjacentes dos integrados, que "escaparam" no momento em que o desenho foi reproduzido na revista. A correção maior que você fez, na porta NE de 3 entradas, não deixa de estar correta, mas o circuito pode funcionar perfeitamente da forma que está. É verdade que na figura 4 do artigo houve uma inversão nas entradas da porta, em relação à placa, mas isso não acarreta mudança alguma no funcionamento do circuito. Além disso, com a mudança que você sugeriu, teríamos que fazer uma placa dupla face, ao contrário da solução atual. Observe o desenho da porta NE ao lado da placa, e tire suas próprias conclusões.

Mas isso não quer dizer que deixamos de estar em dívida com você. E publicaremos, sempre que possível, circuitos lógicos para principiantes, como fizemos com o Problema do Fazendeiro.

ELEMENTOS MOBILFORMA

COM GAVETAS MULTIDIVISÓRAS



Com a gaveta multidivisora você ficará no auge em matéria de organização. Cada jogo consiste em um módulo de encaixe (suporte da gaveta) de plástico transparente com divisões reguláveis.

Possuindo amplo visor frontal, poderão ser identificadas facilmente todas as suas divisões. Você poderá empilhar quantas gavetas forem necessárias, pois o módulo é encaixado um ao outro por pequenos dentes garantindo a estabilidade do conjunto.

A gaveta multidivisora é de grande utilidade em fábricas, comércio, escritórios e oficinas eletrônicas, assim como para outros inúmeros fins.

ALGUMAS CARACTERÍSTICAS:

A gaveta e suas divisões são fabricadas em poliestireno transparente.

O tamanho da gaveta: 290 x 350 mm medidas internas.

O módulo é fabricado em poliestireno alto impacto na cor cinza e preta.

Medidas do módulo (externas): Largura 355, altura 50, profundidade 297 mm.

Número de divisões que poderão ser feitas: de 2 a 16.

A montagem é feita sem auxílio de ferramentas, sanitários, não absorvente, facilidade de limpeza.

MILVAR INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.

Rua Rafael Corrêa, nº 33 — São Paulo — 05043
Aceitamos distribuidor nas grandes cidades do País

606- S/L loja n:31

a tabela do **MES**

Relações de espiras e impedâncias nos transformadores

Os transformadores são muito utilizados em conversão ou "casamento" de impedâncias. A relação de impedâncias de um transformador é determinada pela sua relação de espiras, de acordo com a fórmula:

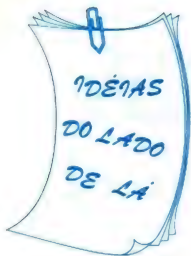
$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \text{ ou } \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

A tabela fornece as equivalências entre as duas relações, variando a relação de espiras entre 100:1 e 1:1. Observe que a tabela fornece apenas a **razão** entre as espiras do primário e secundário do transformador, e não o **número** de espiras de cada enrolamento. Assim, um transformador que tiver 60 espiras no primário e 60 no secundário, apresentará uma relação de espiras de 1:1, a mesma de um outro transformador com 6 000 espiras em cada enrolamento.

Para obter a razão de espiras, basta dividir o maior número de espiras pelo menor. Por exemplo: um transformador reductor possui 1197 espiras em sua bobina primária e 63 espiras na secundária; qual será sua relação de impedâncias?

Dividindo 1197 por 63, vamos achar uma relação de espiras de 19:1; pela tabela a relação de impedâncias equivalente é 361:1. Agora, se o transformador tivesse 63 espiras no primário e 1197 no secundário, a relação de impedâncias seria de 1:361.

rel. espiras	rel. impedâncias	rel. espiras	rel. impedâncias	rel. espiras	rel. impedâncias
100:1	10.000:1	65:1	4.225:1	30:1	900:1
99:1	9.801:1	64:1	4.096:1	29:1	841:1
98:1	9.604:1	63:1	3.969:1	28:1	784:1
97:1	9.409:1	62:1	3.844:1	27:1	729:1
96:1	9.216:1	61:1	3.721:1	26:1	676:1
95:1	9.025:1	60:1	3.600:1	25:1	625:1
94:1	8.836:1	59:1	3.481:1	24:1	576:1
93:1	8.649:1	58:1	3.364:1	23:1	529:1
92:1	8.464:1	57:1	3.249:1	22:1	484:1
91:1	8.281:1	56:1	3.136:1	21:1	441:1
90:1	8.100:1	55:1	3.025:1	20:1	400:1
89:1	7.921:1	54:1	2.916:1	19:1	361:1
88:1	7.744:1	53:1	2.809:1	18:1	324:1
87:1	7.569:1	52:1	2.704:1	17:1	289:1
86:1	7.396:1	51:1	2.601:1	16:1	256:1
85:1	7.225:1	50:1	2.500:1	15:1	225:1
84:1	7.056:1	49:1	2.401:1	14:1	196:1
83:1	6.889:1	48:1	2.304:1	13:1	169:1
82:1	6.724:1	47:1	2.209:1	12:1	144:1
81:1	6.571:1	46:1	2.116:1	11:1	121:1
80:1	6.400:1	45:1	2.025:1	10:1	100:1
79:1	6.241:1	44:1	1.936:1	9:1	81:1
78:1	6.084:1	43:1	1.849:1	8:1	64:1
77:1	5.929:1	42:1	1.764:1	7:1	49:1
76:1	5.776:1	41:1	1.681:1	6:1	36:1
75:1	5.625:1	40:1	1.600:1	5:1	25:1
74:1	5.476:1	39:1	1.521:1	4:1	16:1
73:1	5.329:1	38:1	1.444:1	3:1	9:1
72:1	5.184:1	37:1	1.369:1	2:1	4:1
71:1	5.041:1	36:1	1.296:1	1:1	1:1
70:1	4.900:1	35:1	1.225:1		
69:1	4.761:1	34:1	1.156:1		
68:1	4.624:1	33:1	1.089:1		
67:1	4.489:1	32:1	1.024:1		
66:1	4.356:1	31:1	961:1		



*De Goiânia nos escreve o
Juarez Rosa da Silva,
contribuindo com a sugestão
deste mês.*

"Srs. redatores, estou gostando muito da seção 'Idéias do Lado de Lá', principalmente pelo incentivo que ela dá aos leitores dessa ótima revista. Embora os circuitos sejam simples, é realmente daí que nascem as grandes idéias e porque não uma motivação ao estudo e pesquisa no campo da eletrônica por parte dos brasileiros. Temos talento e capacidade para o nosso próprio desenvolvimento. Parabéns!

Como já aderi a essa idéia, gostaria de participar também desse trabalho, sugerindo um pequeno projeto. Trata-se de uma chave sequencial, que creio ser de alguma utilidade para muitos de nossos amigos leitores.

O circuito apresentado é simples e de fácil construção para aqueles que já tenham algum conhecimento de eletrônica e gostariam de ter um pleno controle sobre qualquer dispositivo elétrico. Ele é formado por algumas chaves reversíveis do tipo HH, as quais deverão ser operadas (ligadas) em uma determinada sequência, a fim de permitir a operação de um relê, e seus contatos comandarem qualquer outro equipamento ou circuito. Se qualquer uma das 'n' chaves for ligada fora da sequência pré-estabelecida, o circuito será automaticamente 'bloqueado'.

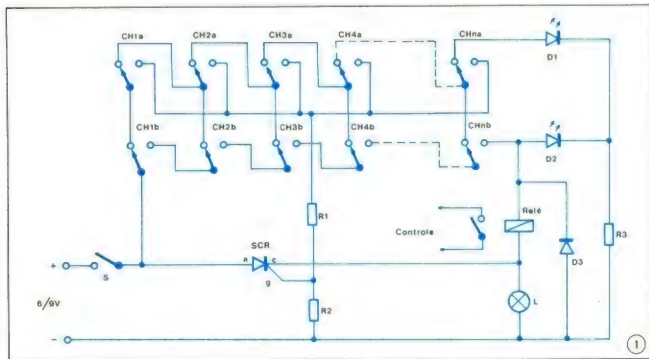
O número de tentativas será o fatorial do número de chaves, ou seja, para 4 chaves HH, será $4! = 24$ tentativas; para 6 chaves, será $6! = 720$; para 8,

$8! = 40\,320$; com 10 chaves, o número de tentativas será superior a 3 milhões!

Vejam a descrição do circuito (figura 1):

— Ao acionar o interruptor geral S, o LED D1 irá acender, indicando 'circuito em operação'. As chaves CH deverão ser ligadas uma após a outra, na sequência CH1, CH2, CH3, ..., CHn. Ao completar as operações, o LED D1 apaga e o D2 acende, indicando que o circuito foi corretamente 'manobrado'; simultaneamente, o relê opera, fazendo com que seu(s) contato(s) comande(m) uma outra carga qualquer.

— Caso uma das chaves seja ligada fora da sequência, o SCR irá dispa-

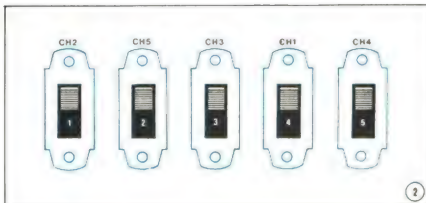


rar através do resistor R1, curto-circuitando a bobina do relê; a lâmpada piloto, que poderá estar à vista ou oculta, irá acender, bloqueando definitivamente a operação do relê.

— Para voltar novamente ao funcionamento, deverá ser desligado o interruptor S, as chaves CH deverão voltar à posição de repouso e o interruptor ser novamente acionado.

O diodo D3 é opcional, embora seja recomendado seu uso para um perfeito funcionamento do circuito. O resistor R2 evita disparos inoportunos do SCR, e o R3 limita a corrente nos LEDs. A alimentação poderá ser feita através de uma fonte retificadora ou mesmo bateria de 6 ou 9 V.

Importante: A instalação das chaves HH é que irá determinar o código de operação ou o "segredo" dessa chave sequencial. Exemplo: Se forem usadas 5 chaves, instaladas como mostra a figura 2, o código de operação será 4-1-3-5-2, o que determina a sequência correta de operação das chaves. Outras combinações podem ser usadas. Os mais habilidosos poderão adaptar inovações a esse circuito, como por exemplo um alarme que toca ao ser bloqueado o relê, e descobrirão boas maneiras de utilizá-lo".



Componentes

R1, R2 — 100 k — 1/4 W

R3 — 150 — 1/4 W

D1 — FLV 310 (LED verde)

D2 — FLV 110 (LED vermelho)

D3 — 1N 4001 ou equivalente

SCR — TIC 106 Y ou outro da mesma série

L — lâmpada piloto 6,3 V

Relê — marca Schrack, tipo ZA0006 ou semelhante

S — interruptor simples

CH — chaves tipo HH deslizante ou de alavanca

Obs.: resistores em ohms

POWER METER

PONTOS LUMINOSOS
QUE INDICAM
POTÊNCIA



Medidor de potência com escala de indicação luminosa, através de LEDs. Faixas de medição de 40 mWRMS a 480 WRMS com carga de 8 ohms, alta velocidade de resposta e alimentação por 12 V.

A VENDA NA FILCRES E REPRESENTANTES EM TODO BRASIL

OFERTAS DO MÊS

LED VERMELHO
LL 2012
CR\$ 6,50

1N 4007
CR\$ 5,50

TU GAME
CR\$ 950,00

LED VERMELHO
MINIATURA
LL 101 R
CR\$ 6,50

DISPLAY XAN
CATODO COMUM
6640
CR\$ 50,00

CHAVES JBT E ITT
TIPO CEK 7201
2 POLOS/2 POSIÇÕES
CR\$ 49,00

VISITE NOSSO SHOW ROOM DE INSTRUMENTOS

BK PRECISION DYNASCAN CORPORATION

SANWA SANWA ELECTRIC INSTRUMENT CO. LTD.

Ungar.



Simpson®

CARLO GEMELLI
INSTRUMENTOS DE TESTE CHINAGLIA



AS MAIORES MARCAS PELOS MENORES PREÇOS.
FINANCIAMENTO ACIMA DE CR\$ 1.000,00
3 PG.TOS. S/ JUROS

HORÁRIO DE ATENDIMENTO:

DIAS ÚTEIS — DAS 8:00 ÀS 18:00

SÁBADOS — DAS 8:00 ÀS 13:00

FILCRES

IMPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA.
RUA AURORA 165 — SP
CX. POSTAL 18767 — SP —
CEP. 1209
TELEX: 01131298 FILC BR

As aplicações do vidro e vidro-cerâmica na indústria eletrônica

Há algum tempo, na NE nº 14, publicamos um artigo que falava dos vários tipos de vidros aplicados à eletrônica. Voltamos a esse assunto agora, com informações e ilustrações atualizadas.

Fritz O. Kahl

Desde o seu início, a indústria eletro-eletrônica tem sido beneficiada por inúmeros materiais vítreos, especialmente desenvolvidos com essa finalidade. Escolhi alguns desses materiais para serem analisados neste artigo, com um enfoque particular na área de semicondutores. Procurarei fazer uma análise breve e precisa de cada um deles, salientando as propriedades específicas de cada aplicação.

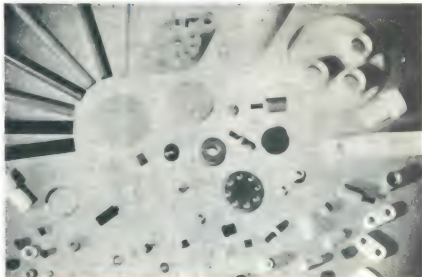
Os vidros *Multiform* e *Clearform*

Para se obter os vidros do tipo *Multiform*, um vidro matriz é granulado em partículas de um certo tamanho e a elas se adiciona um aglutinante orgânico; essa combinação é prensada a seco, em seguida, no formato desejado. Logo após a prensagem, as peças passam por um processo de queima, em temperaturas elevadas, a fim de que as partículas sejam consolidadas, por meio de fusão, numa estrutura não-porosa e perfeitamente hermética.

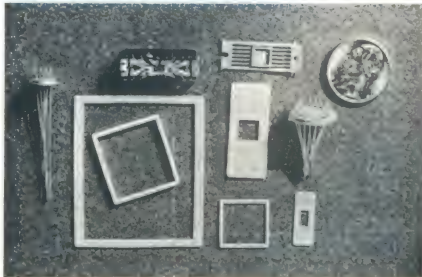
Essa técnica permite a obtenção de vidros em formatos e dimensões físicas impossíveis ou pouco práticas de se fabricar pelo método da fusão simples do material. E, além disso, as propriedades físicas do vidro original ou matriz permanecem basicamente iguais.

Uma variação desse processo, aplicável em alguns vidros, somente possibilita a confecção de peças transparentes, permitindo a inspeção visual do dispositivo no qual o vidro é utilizado. São os materiais do tipo *Clearform*.

Grande quantidade desses materiais está disponível em diversas cores e tonalidades, para que sejam facilmente identificados. Além dos agen-



Aplicações típicas dos materiais *Clearform* e *Multiform*.





tes corantes, outras substâncias, como a alumina ou o zircão, podem ser fisicamente misturadas às partículas vitreas; tais aditivos tem o objetivo de alterar o coeficiente de expansão e de melhorar o desempenho dos materiais aos choques térmicos.

A versatilidade desse processo permite até mesmo a pré-formação de alguns vidros de selagem devitrificadores; misturados a um veículo e aplicados em forma de pasta, tais materiais podem, desse modo, ser pré-formados em formas simples. Devido ao seu ponto de fusão mais baixo, esses tipos de vidro podem aglutinantes e temperaturas de sinterização diferentes.

Nas figuras 1 e 2 podemos ver algumas aplicações típicas dos mesmos, incluindo barras usadas na montagem de canhões eletrônicos e peças para encapsulamentos de circuitos integrados e transistores.

Numa aplicação bastante recente, um desses vidros foi utilizado em visores a gás de um ou dois dígitos. Neste caso, a primeira coisa a ser feita é uma pré-forma dotada de orifícios para os pinos e para a tubulação de vácuo; em seguida, essa pré-forma passa por uma segunda prensagem, num molde especial e a uma temperatura que faça o vidro "escorrer" ao redor dos pinos e forme, ao mesmo tempo, um desnível ao longo da borda superior. Os pinos recebem, então, por soldagem, eletrodos de metal e o conjunto, uma cobertura de vidro, para depois ser preenchido com uma mistura de neônio e argônio. Nas figuras 3 e 4 podemos apreciar esse material, em dois estágios diferentes da montagem dos visores.

O processo *Multiform* já está bem consolidado, podendo fornecer uma grande variedade de formatos, em quase qualquer tipo de vidro, com tolerâncias de $\pm 2\%$ no tamanho e $\pm 3\%$ no peso. Tais peças variam, em qualquer dimensão, de menos de 70 mm até um máximo praticamente sem limites.

Quando surgiu, pela primeira vez, a necessidade de um encapsulamento de vidro para diodos, a indústria voltou-se para as tradicionais combinações de vedação vidro/metal. Na ocasião, foi empregado um vidro à base de chumbo, com um elevado conteúdo alcalino, sob a forma de duas pequenas conchas (ou cuias) e um tubo (ou manga). Apesar de exagerado no tamanho, para os padrões atuais, aquilo proporcionava uma embalagem hermética, a um custo relativamente baixo (figura 5, parte superior).

A medida que a utilização dos diodos crescia, novos requisitos foram surgindo, resultando em diodos menores, com um melhor desempenho. O

diodo miniatura, onde a pastilha semicondutora é montada diretamente entre os dois suportes metálicos, foi o resultado final dessa evolução. Para tal, foi também desenvolvido um novo tipo de vidro, com uma baixa porcentagem de álcali e baixa temperatura de selagem. A porção inferior da figura 5 mostra o novo diodo, que possibilitou eliminar as duas conchas de vidro e, assim, duas operações intermediárias de selagem.

Várias equipes, atualmente, estão concentrando seus esforços no desenvolvimento de novos tipos de vidro, com temperaturas de selagem ainda menores e, talvez, menor conteúdo alcalino. Qualquer novo material, porém, deve ser capaz de se submeter a operações de precisão e alta velocidade, durante a fabricação dos componentes.

Ainda falando de diodos, mas de casos em que é necessária uma alta confiabilidade ou uma potência elevada, é conveniente a utilização de suportes feitos em molibdênio ou de uma liga de níquel, ferro e cobalto. Em tais situações, o uso de vidros convencionais poderia causar problemas para o encapsulamento, no que se refere à temperatura de selagem. Foi preciso então desenvolver outro tipo de vidro para essa aplicação, com uma porcentagem de álcali de menos de 0,1% e uma temperatura de selagem de 740° (200°C inferior à dos vidros comuns).

Existe um interesse crescente em torno de um tipo relativamente recente de montagem para diodos retificadores de alta tensão. Nesses casos, um pó finíssimo de vidro é misturado a um veículo e aplicado diretamente à junção; o restante ou "excesso" de material atua como proteção mecânica para o encapsulamento final (veja a figura 6).

Circuitos híbridos

Sempre que se discute microeletrônica, não se pode deixar de citar os microcircuitos híbridos e de película fina. Essa tecnologia envolve a deposição de finíssimas camadas metálicas e semicondutoras sobre substratos isolantes, com a finalidade de produzir sobre eles circuitos inteiros, com todos os componentes e interconexões. Um produto típico dessa técnica é o circuito híbrido da figura 7, de encapsulamento aberto e sendo comparado, em tamanho, à ponta de um lápis.

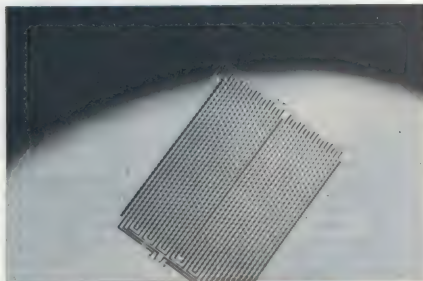
As películas mais utilizadas são as de tântalo e de níquel/cromo, depositadas nos substratos por dois métodos principais: evaporação por feixe de elétrons ou descarga de RF. Para se remover as áreas indesejáveis de metal, costuma-se empregar técnicas fotolitográficas ou de litografia por feixe de elétrons. Através de tais métodos é possível obter pistas de até 2 µm de lar-



Vidro na proteção da junção dos diodos.



Circuito híbrido visto sem encapsulamento.



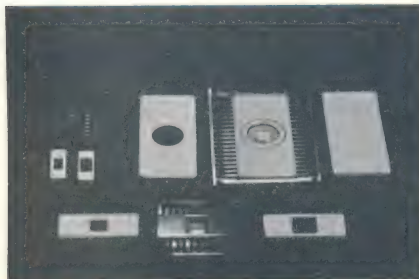
Substrato para memórias de película fina confeccionado em vidro



Visores com cobertura de vidro para relógios de cristal líquido



Algumas etapas do encapsulamento de CIs em embalagens cerâmicas



Modelos de flat-pack ou encapsulamento chato.

gura e tolerâncias de $\pm 0,01\%$ nas resistências. Frequentemente, uma camada de óxido de silício recobre todo o conjunto, para fins de proteção.

Para os substratos exige-se certas características físicas especiais de superfície, estabilidade química, condutividade térmica e resistência mecânica. Dois dos materiais que melhor se encaixam nessas características e, por isso, são os mais utilizados, são a cerâmica de alumina e o vidro. Adequadamente selecionados, os substratos de vidro podem satisfazer todos os requisitos, com exceção da condutividade térmica, em algumas aplicações.

Vários vidros foram desenvolvidos para essa finalidade, exibindo como características uma grande uniformidade de superfície e uma elevada resistividade de volume (10^{13} ohms.cm a 250°C). Alguns são praticamente isentos de álcali, enquanto outros apresentam excelente transmitância nas regiões de ultravioleta e infravermelho (a ausência de álcali é um fator importante, pois ficou provada a ocorrência de migração de íons de álcali a altas temperaturas e campos elétricos elevados; esses íons podem reagir com os materiais das películas, ocasionando alterações nas propriedades elétricas).

Esses vidros são produzidos em vários formatos e espessuras. Alguns deles são tão finos, que permitem a criação, por decapagem, de furos precisos, utilizando-se um fotoresist e ácido hidrofúorídrico. A figura 8 mostra um exemplo de substrato para memórias de película fina, na qual as bordas, chanfros e os orifícios foram produzidos por decapagem química, todos de uma só vez.

Na figura 9 estão ilustrados os vários formatos que podem adquirir esse vidro, usados para serem empregados nos visores de relógios a cristal líquido.

Encapsulamento de circuitos integrados

A maior variedade de materiais, métodos de fabricação, formatos e tamanhos pode ser encontrada na área de "embalagens" para CIs. Para facilitar a descrição, essa área foi dividida em outras duas: encapsulamentos plásticos (que representam 50% da produção total) e encapsulamento cerâmico e de vidro (que cobrem os 50% restantes).

O primeiro passo, na escolha do encapsulamento, depende da necessidade de selar hermeticamente o dispositivo. Caso não seja crítica e nem ao menos necessária, a embalagem plástica representa a escolha mais econômica. Mas, como os materiais plásticos disponíveis exibem característi-

cas que diferem muito, de um para outro, costuma-se proteger a pastilha de silício com uma camada de isolação. As maneiras de se aplicar tal camada de proteção variam muito, desde o sistema relativamente simples de centrifugar pequenas partículas de vidro sobre as bolachas, até a deposição a vácuo de nitreto de silício ou óxido de alumínio, e até mesmo a descarga de RF de sílica pura ou de outros materiais.

Não há dúvida de que o encapsulamento plástico continuará a ser a opção popular em inúmeras aplicações comerciais, não-críticas. É bastante rígido (apesar de alguns problemas com relação a choques mecânicos), permite um bom controle dimensional do dispositivo final e também a utilização de qualquer material nos terminais. Por outro lado, apresenta pouca resistência à umidade, baixa resistência térmica e limitações no ciclo de temperaturas.

Para conseguir encapsulamentos herméticos, o melhor mesmo é optar pelo vidro, cerâmica ou pelos metais, que são utilizados numa grande variedade de combinações e configurações.

A abordagem mais bem sucedida de padronização de tamanho e formato é, sem dúvida, o encapsulamento DIP cerâmico (DIP = *Dual-In-Line Package*



Cadinhos de quartzo para produção de silício em lingotes.

ou encapsulamento em duplo alinhamento). A embalagem é formada por duas peças de cerâmica (superior e inferior) e por um conjunto de terminais, obtidos a partir de uma pequena chapa de metal. As duas partes cerâmicas mais a pastilha do integrado formam um "sanduíche", unido por um vidro colante. A peça inferior tem uma cavidade para acomodar a pastilha; a peça

superior tem uma cavidade similar, mas um pouco maior, a fim de proporcionar espaço para as ligações entre a pastilha e os terminais.

A união das partes exige um processo relativamente complexo de aquecimento e resfriamento em fornos especiais, para que a solda de vidro derreta e fixe firmemente o conjunto. Na figura 10 pode-se observar os vá-

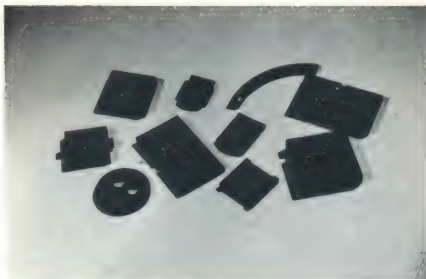
STEREO 100



O STEREO 100 tem tudo para fazer parte de seu sistema de som profissional, desde o painel monocromático, de alumínio escovado, até a qualidade do som que reproduz. Você pode encontrá-lo em todos os representantes de kits Nova Eletrônica, localizados nas principais cidades e capitais do país.

KITS NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

À VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES



Peças para cabeças de gravação: feitas em Fotoceram.

rios estágios desse processo.

Outro tipo bastante utilizado de encapsulamento hermético consiste de um corpo, feito de um composto de vidro ou cerâmica, e de uma série de terminais. Aqui não há necessidade da solda de vidro, pois submetendo o corpo do dispositivo à pressão e a uma temperatura de 950°C, ele amolece e flui ao redor dos terminais metálicos. Desse modo, a pastilha do integrado não precisa ser incluída durante a montagem do corpo, eliminando assim as limitações de temperatura. Após a fixação da pastilha no corpo já pronto, basta fechar hermeticamente o dispositivo, por meio de uma pequena cobertura metálica ou de alumina. Este é o encapsulamento que todos conhecemos por *flat-pack* (ou encapsulamento chato), que proporciona uma proteção de alta confiabilidade

para dispositivos MOS-LSI. Alguns encapsulamentos desse tipo aparecem na figura 11.

Vidros passivadores

Com o desenvolvimento da tecnologia dos semicondutores, tornou-se um fator imprescindível a proteção adequada de todos os tipos de dispositivos a silício, por meio de películas especiais. O material usado para "passivar", ou isolar, esses dispositivos pode contribuir substancialmente para o desempenho e confiabilidade dos mesmos. Isto é tão importante para diodos (como já vimos) como para transistores e circuitos integrados.

Existem várias razões que justificam a utilização de um isolante inorgânico:

1. Evitar que certos contaminantes,

tais como íons de sódio, alcancem a superfície do silício;

2. Proporcionar proteção mecânica contra abrasão acidental, durante as conexões e encapsulamento;

3. Isolar condutores que devem cruzar com outros, a fim de alcançar os terminais do integrado.

A proteção adequada é fornecida por uma espécie de vidro em pó, que é aplicado em forma de líquido ou pasta.

A tecnologia das fotomáscaras

O processo fotográfico ainda é importante à fabricação de componentes discretos e circuitos integrados. Uma fotomáscara, por exemplo, fornece as condições para se expor seletivamente certas porções das bolachas de material semicondutor, revestidas com fotoresist, antes de cada etapa do processo de fabricação, tal como difusão ou metalização.

Um processo de fabricação típico de circuitos integrados utiliza, no mínimo, sete máscaras diferentes. Por aí pode-se concluir a importância da tecnologia das fotomáscaras, tanto no custo do processo como nas possibilidades funcionais dos produtos finais.

Por muitos anos, os fabricantes de máscaras utilizaram revestimentos de emulsões fotográficas à base de prata, que apresentava uma espessura de 4 a 6 μ m, resolução e durabilidade limitadas. A prática normal, então, era a de fazer máscaras do traçado matriz, por meio de impressão por contato; essas máscaras entravam em contato com a bolacha revestida pelo fotoresist, durante a exposição, sendo descartadas após umas 10 exposições, se fossem do tipo de emulsão.

Com o crescimento da produção dos semicondutores, tornou-se evidente a necessidade de um material mais durável para as máscaras. A maior complexidade e a menor largura das pistas dos novos circuitos também exigiam máscaras de maior resolução e regularidade.

Surgiram, em resposta a essa exigência, fotomáscaras feitas de cromo depositado num substrato de vidro. A camada de cromo, de 0,07 μ m de espessura, é aplicado ao substrato por evaporação ou descarga.

O substrato ideal, nesse caso, deveria ser um vidro com um coeficiente de expansão térmica o mais próximo possível do silício ($36 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$), para evitar deslocamentos relativos entre os dois materiais, durante qualquer variação de temperatura. Um certo tipo de vidro, produzido pela Corning, com um coeficiente de expansão de $46 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$, é empregado normalmente como substrato para máscaras de cromo, na fabricação de memórias de 1024 bits e de memórias experimentais de 8000 bits.



Espaçadores para válvulas, confeccionados em vidro-cerâmica.

A mesma companhia produz há tempos um material bastante apropriado para tais máscaras, que emprega óxido de ferro ao invés de cromo. Batizado como *Dur-Cor*, é aplicado por descarga de RF, formando camadas de 1400 Å de espessura. Foi desenvolvido, originariamente, pelo fato de produzir máscaras semi-transparentes, isto é, transparentes à luz visível e opacas à ultravioleta. Verificou-se, depois, que no típico comprimento de onda de exposição de 3660 Å, sua refletividade era de 35%, bem superior aos 60% da máscara à base de cromo. Isto significa uma melhor resolução, graças à redução das múltiplas reflexões de luz entre a bolacha e a máscara.

Utilizando esses materiais e controlando com precisão todos os parâmetros do processo (incluindo o fotoresist, a exposição e a revelação), foi possível obter pistas de até meio micron, na produção de integrados LSI.

Cadinhos de quartzo

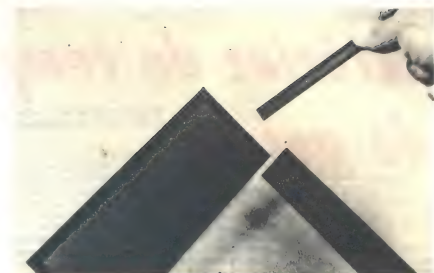
O meio comum para se produzir cristais de silício, empregados nos dispositivos semicondutores, é o método Czochralski. Com algumas modificações, esse processo oferece uma produção econômica de cristais de grande diâmetro, com pequeno deslocamento de densidade (permite obter lingotes de até 14,5 kg, com 100 mm de diâmetro). Para isso, costuma-se utilizar computadores para monitorar e controlar os parâmetros críticos do processo, tais como temperatura e velocidades de elevação e rotação do cristal e também do cadinho em que o cristal é produzido.

Os avanços verificados na produção de silício criaram maiores exigências sobre a qualidade dos cadinhos utilizados, pois seu formato e a espessura de suas paredes são de particular importância, para assegurar uma distribuição uniforme do calor.

Já se produz, atualmente, para satisfazer essas necessidades, cadinhos à base de sílica, com uma tolerância de $\pm 0,15$ mm no diâmetro externo e de $\pm 0,5$ mm na espessura das paredes. São fabricados em vários tamanhos, até 254 mm de diâmetro, e em dois formatos, apresentando o fundo semi-esférico ou totalmente esférico (veja figura 12).

Fotoform e Fotoceram

Os materiais que recebem esse nome pertencem a uma classe de vidros fotossensíveis, que possibilitam criar estruturas de formatos precisos e orifícios dos mais variados contornos, ambos difíceis de se conseguir pelos métodos convencionais de moldagem ou decapagem. Esses materiais permitem, ainda, um controle preciso da pro-



Placas de Fotoform opalino, usadas em displays a gás.

fundidade das áreas sob decapagem, possibilitando a formação de ranhuras ou canais. Além disso, aceitam usinagem e polimento mecânicos, e não só a decapagem ou usinagem química.

Produtos feitos de vidro transparentes, obtidos após uma decapagem química especial são chamados de *Fotoform B*. O mesmo material, passando por um aquecimento adicional, converte-se num vidro-cerâmica opaca, conhecido como *Fotoform opalino*. Um tratamento de calor diferente produz o vidro-cerâmica *Fotoceram*, o mais robusto da família, apresentando propriedades físicas semelhantes às da cerâmica convencional.

Existem, na eletrônica, três aplicações para esse materiais, que merecem ser citadas:

a. Peças de *Fotoceram* para cabeças de gravação, usadas em discos magnéticos, de material completamente homogêneo e considerado superior às cerâmicas de alumina e titânio de bário, também utilizadas para essa finalidade.

O coeficiente de expansão do material fica muito próximo ao da maioria dos ferrites encontrados nessas cabeças. Permite a obtenção de tolerâncias de ± 25 um e ranhuras de 150 um. Várias peças para cabeças de gravação, feitas desse material, podem ser vistas na figura 13.

b. O vidro-cerâmica constitui a ba-

se ideal para espaçadores em válvulas de potência e fotomultiplicadoras, por ser completamente inerte e fornecer tolerâncias mais precisas que a alumina ou a mica. Os formatos complexos necessários são facilmente obtidos pelas técnicas de decapagem química. A figura 14 ilustra alguns dos espaçadores usados por diversos fabricantes de válvulas.

c. Peças de *Fotoform opalino* estão sendo usadas na produção de displays planos à gás, que utilizam uma placa de material dielétrico, plana, contendo uma matriz de furos, para criar as células individuais. Tais células, quando iluminadas seletivamente, formam os caracteres alfa-numéricos do visor. A placa das células é encerrada entre duas placas de vidro, ou entre uma placa frontal de vidro e uma traseira, de cerâmica.

O *Fotoform opalino* exibe excelentes propriedades de dielétrico e de resistência mecânica. Permite, também, a decapagem de orifícios de qualquer formato, tanto circulares como quadrados (que proporcionam um aumento na área iluminada e, em consequência, caracteres mais visíveis).

Várias placas de células já foram produzidas para displays experimentais, utilizando esse mesmo material. A maior delas tinha 25 cm² e 49 000 furos. Algumas dessas placas podem ser vistas na figura 15.

Glossário

Davitilização— cristalização de uma substância vítrea ou amorfa, através de aquecimento.

Sinterização— processo pelo qual duas ou mais substâncias sólidas se aglutinam, por aquecimento, a uma temperatura inferior à de fusão, mas elevada o suficiente para possibilitar a difusão dos átomos das redes cristalinas.

Fotoresist— substância química que se torna insolúvel quando exposta à luz ultravioleta (ou seja, quando é "revelada"), muito utilizada na confecção de circuitos integrados pelo processo fotolitográfico. As áreas expostas formam o traçado do circuito, enquanto as não expostas, onde o fotoresist permanece inalterado, recebem uma lavagem química, descobrindo assim o substrato, que pode ser submetido a uma decapagem.

Estórias do tempo da galena

Apollon Fanzeries

Apesar do título dizer "galena", procuramos aqui tratar de tudo que ocorreu no começo da radioeletricidade (como era então denominada a atividade que hoje chamamos genericamente de "telecomunicações"). A válvula de rádio (ou "tubo termoiônico", como já foi conhecido), por exemplo, representa um processo evolucionário que abrange vários séculos.

Sim, porque o estudo do fenômeno elétrico, no século 15, foi o começo da coisa. No século 17, ocorreu um fato de grande importância: a fundação da *Accademia dei Lincei*, em 1603, na cidade de Roma, e que iria começar a concatenar as pesquisas científicas. Seguiram-se a *Accademia Dei Cimento* (1657) e a *Accademia Real de Londres* (1660). Em todos esses organismos havia pessoas que trocavam correspondência e idéias e, aos poucos, foi se avolumando um conhecimento científico, que levaria ao desenvolvimento que produziria a válvula de rádio.

Como se sabe, a válvula de rádio usa a eletricidade para produzir calor, que, por sua vez, libera elétrons, que produzem um fluxo, e assim por diante. A primeira publicação que se tem notícia, a respeito da relação calor-eletricidade, é um panfleto de Williams Gilbert sobre magnetismo. Coube a Becquerel (1853) começar uma série de estudos sobre a condutividade da eletricidade nos gases. Mal sabia ele que estava dando os primeiros passos na emissão de fluxo eletrônico num tubo fechado, sob grande vácuo.

Foi Edison, em 1879, quando buscava fabricar uma lâmpada de iluminação duradoura, o primeiro a observar com maior detalhe a produção de fluxo eletrônico, que denominou de "transporte elétrico"; não o pesquisou a fundo, pois seu interesse estava voltado para a obtenção de uma lâmpada elétrica de boa qualidade. Outros pesquisadores (Preece e Fleming) estudaram detidamente o chamado "efeito Edison", o que culminou com uma comunicação de Fleming (em 27 de março de 1896) sobre a condutividade de uma corrente de 80/122 Hz num só sentido. Era o princípio da retificação.

Foi em outubro de 1904 que Fleming, então trabalhando com a Marconi, usou uma lâmpada, onde colocou uma placa, para "detectar" os sinais irradiados por um transmissor próximo. Um galvanômetro estava inserido no circuito e, quando Fleming pôs o transmissor em funcionamento, o galvanômetro deflexionou, no circuito da lâmpada com a placa, produzindo o que hoje conhecemos como **deteção** ou **retificação** das frequências de rádio. Uma dessas lâmpadas ainda existe e é mantida no Museu de Ciência de Londres. O excelente livro de Gerald F. J. Tyne, *SAGA OF THE VACUUM TUBE* (Editora Howard & Sams), nos conta com detalhes e muitas ilustrações a verdadeira odisséia que foi o surgimento da válvula "termoiônica".

A válvula de Fleming, porém, era apenas um diodo. Foi Lee De Forest o inventor do "Audion" ou válvula com grade e, se bem que negasse o conhecimento prévio do diodo de Fleming, os fatos indicam que teve ele em mãos vários modelos desse diodo, fabricados por McCandless. Sua primeira comunicação publica da válvula "audion" deu-se em outubro de 1906, durante uma reunião do Instituto Americano de Engenheiros Eletricistas.

O espaço de que dispomos não nos permite discorrer muito sobre todos os aspectos das válvulas, desde os primórdios. O livro que citamos é bastante completo. Não queremos, porém, terminar estas linhas, sem fazer um registro muito importante para todos nós.

Durante a 2ª Guerra Mundial, a questão de válvulas para reposição, nos transmissores, tornou-se muito séria, pois elas eram importadas; e, seja porque não passavam pelo bloqueio, ou porque não tínhamos grau de prioridade adequada, a verdade é que não existiam válvulas no mercado. Foi quando um técnico, trabalhando na Marinha de Guerra, resolveu aproveitar as válvulas que tinham seus filamentos rompidos, para recuperá-las. Montou toda uma fábrica, resolveu porém completa, e lá abriu o invólucro de vidro, removia os eletrodos, colocava outros novos, fechava o invólucro, fazia vácuo e a válvula voltava ao serviço.

As estações de radiodifusão, os transmissores do telégrafo e muitas outras estações puderam manter os serviços, graças a esse técnico que, quase sozinho, com *know-how* patricio, deu o primeiro passo, no Brasil, para a fabricação de válvulas em nosso território.

Mais tarde, esse mesmo técnico, já aposentado da Marinha (segundo consta, desgostou-se com a pouca importância que deram ao seu trabalho, uma vez findo o conflito mundial...), iniciou a recuperação de tubos de TV, também uma idéia pioneira.

De baixa estatura, olhos muito vivos, na sua roupa azul zuarite (hoje se diria blue-jeans...), o velho Frágoso foi um verdadeiro herói, no Brasil, no pioneirismo da fabricação de válvulas. Daqui prestamos nossas homenagens a um importante membro daquele grupo pioneiro, do "tempo da galena".



NATIONAL
SEMICONDUCTOR

Séries NSM3914, NSM3915, NSM3916
Conjuntos ampliáveis de LEDs, tipo bargraph, com
excitador

Descrição geral

As séries NSM3914, NSM3915 e NSM3916 são substitutas funcionais de uma grande variedade de medidores e indicadores convencionais. Cada uma delas combina um conjunto linear de 10 LEDs vermelhos com um excitador de *display* integrado. Os excitadores, similares aos das séries LM3914, LM3915 e LM3916, acendem LEDs sucessivos, à medida em que a tensão analógica de entrada alcança os vários níveis pré-estabelecidos.

O NSM3914 proporciona um *display* analógico linear, acionado à proporção em que seus níveis internos de limiar são atingidos. O NSM3915 forma um *display* logarítmico, com níveis de limiar ajustados em intervalos de 3 dB. E o NSM3916 representa uma variação do *display* logarítmico; a função de indicador de VU é obtida utilizando-se níveis normais de VU como níveis de limiar.

O circuito excitador contém uma referência estável, de tensão ajustável, que estabelece com precisão os limiares dos LEDs, independentemente da tensão de alimentação. As correntes dos LEDs são reguladas e programáveis, eliminando-se vários resistores. O conjunto completo é capaz de operar com uma alimentação de 3 a 24 V. A referência interna de tensão está ligada, também, a um preciso divisor de tensão de 10 passos, fornecendo tensões de referência para 10 comparadores individuais. Esses comparadores são chaveados à medida em que a tensão do sinal ultrapassa os limiares estabelecidos, como foi visto. A imprecisão típica total (desvio do ponto ideal) gira em torno de 1% para o NSM3914 e está abaixo de 1 dB, para o NSM3915 e o NSM3916. Um *buffer* de entrada, de alta impedância, aceita sinais próximos ao nível

de terra e, ao mesmo tempo, protege o sistema contra sinais que atinjam até 35 V acima ou abaixo do nível de terra. Um único pino possibilita a mudança de operação do *display*, do estilo *bargraph* para ponto móvel. Informações adicionais relativas à referência interna de tensão, seleção de programação de corrente do LEDs e sugestões de aplicação são fornecidas nos folhetos de dados das séries LM3914, LM3915 e LM3916.

Características

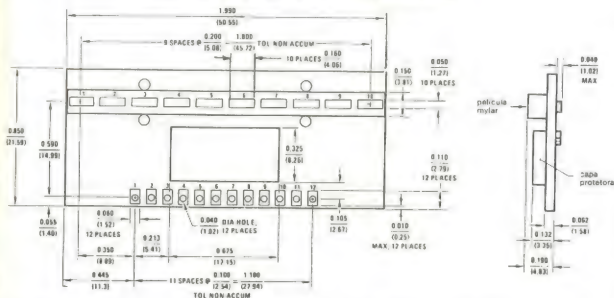
- * Os encapsulamentos podem ser unidos pelas extremidades, formando *displays* ampliados.
- * Permitem a união de até 10 conjuntos (*bargraph* de 100 elementos).
- * Executam funções de *displays* lineares, logarítmicos e indicadores de VU.
- * Seleção externa, pelo usuário, das modalidades de operação em barra ou ponto.
- * Corrente dos LEDs programável de 2 a 30 mA.
- * Referência interna de tensão aceita entradas analógicas entre 1,2 e 12 V.
- * As entradas operam com sinais quase ao nível de terra.
- * O circuito suporta sinais de até 35 V, sem danos ou falsas leituras.

Aplicações

- * Indicadores de potência em equipamentos estéreo
- * Indicadores "S" em transceptores para PY e PX.
- * Indicadores "VU" em gravadores
- * Indicadores de controle de processo
- * Substituição de medidores convencionais

Dimensões físicas e pinagem

polegadas (milímetros)



NS Electronics do Brasil
Produtos Eletrônicos Ltda

AV. BRIGADEIRO FARIA LIMA 830 8º
FONES: 210.4656 e 212.5056

COMO PROJETAR CORRETAMENTE E REALIZAR UM SISTEMA DE SONORIZAÇÃO PARA GRANDES AMBIENTES NO BRASIL

parte 2

Nesta segunda parte de seu artigo, o autor, C.C.D.B., ressalta os aspectos mais práticos e de cálculo sobre projetos de sonorização para grandes ambientes, concluindo por ora suas explanações nesse campo.

Amplificadores

Encontrado pela régua e pela tabela 1, o alto-falante ou corneta importados e a equivalência nacional recomendada, conforme a quantidade de alto-falantes nacionais utilizada, deverá ser a potência dos amplificadores.

Note a quantidade extra de potência necessária para a obtenção de resultados "equivalentes" com os alto-falantes nacionais. Mais um motivo para que nossas indústrias se aperfeiçoem neste tão inexplorado campo!

Por exemplo, onde recomendo o uso de 16 alto-falantes de 8" nacionais,

escolher os diversores eletrônicos e onde procurar circuitos.

Proteção

No caso do uso de divisores eletrônicos antes dos amplificadores de potência é absolutamente indispensável o uso de proteção entre o amplificador e o alto-falante ou cornetas ou *tweeters* para altas ou médias frequências, para evitar que possíveis transientes provenientes da ligação ou desligamento dos amplificadores, ronco, etc., possam danificar aqueles delicados componentes.

dos capacitores será, no mínimo, de 70 V (você poderá calcular pela máxima tensão que seu amplificador puder entregar, multiplicada por 2).

Antes dos amplificadores e divisores eletrônicos

Cada caso é um caso; aqui geralmente vão as mesas de som, onde o Brasil começa a engalhar — mais um bom campo a ser explorado! As melhores estrangeiras são (entre outras, pois existem muitas e muitas marcas de excelente qualidade) Rupert Neve — usada no Opera House, Londres; Audio Designs — usada nos estúdios da

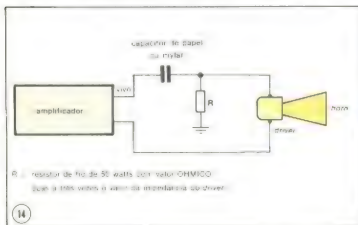


TABELA 3 — PROTEÇÕES

CROSSOVER F. FREQUÊNCIA	IMPEDÂNCIA DO DRIVER (Ω) ALTO-FALANTE	CAPACITOR A COLOCAR EM SÉRIE - NÃO COMBINAÇÃO VALORES
300 Hz	8 Ω	70 pF
300 Hz	16 Ω	35 pF
500 Hz	8 Ω	40 pF
500 Hz	16 Ω	20 pF
500 Hz	8 Ω	25 pF
800 Hz	16 Ω	12,5 pF
3500 Hz	8 Ω	5,6 pF
3500 Hz	16 Ω	2,8 pF
7000 Hz	8 Ω	2,8 pF
7000 Hz	16 Ω	1,5 pF

você verificará que, se o alto-falante escolhido (sempre os que indico subentendo os *melhores* e mais pesados nacionais) aguenta 20 watts RMS contínuos, deverá usar amplificador ou amplificadores que entreguem $20 \times 16 = 320$ watts RMS.

Os amplificadores deverão ser de alta-fidelidade, transistorizados de preferência.

É preferível o uso de módulos amplificadores independentes para cada faixa de frequências, com divisor eletrônico antes dos mesmos (bi, tri ou multi-amplificação, é o nome deste sistema). Já expliquei como se devem

Estas proteções se calculam assim (ver tabela 3 e figura 14).

A proteção deve ficar próxima aos drivers e longe dos amplificadores de potência para evitar oscilações de RF que poderiam induzir no amplificador.

Nunca use capacitores eletrolíticos (opostos ou não). Compre vários capacitores de Mylar (poliester), ou papel, e coloque-os em paralelo, *mesmo que saia muito mais caro*, e fique bem grande a montagem (aqui está nova necessidade de nosso mercado sendo notada, portanto — capacitores de poliester com capacidade maior para venda ao público nas lojas). A tensão

Eldorado-Brasil; Sound-Workshop; Tangent; MCI; Soundcraft; Altex; Peavy; Allen & Heath; System Twelve (inglesa). Não entrarei em detalhes neste setor, pois seria assunto para mais um artigo — e não é muito difícil resolver-se o problema neste ponto, pois, seja como for, existe equipamento nacional construído por empresas já tradicionais na confecção de instrumentos musicais, e por outras (não tão tradicionais) que fazem aluguel de sistemas de som, que poderá ser utilizada. Podem também ser construídas por técnicos especializados, sob encomenda — é neste ramo que trabalho

hoje, atendendo a diversos grupos, no Rio de Janeiro.

Outro motivo de não estender por aqui é que desde um simples pré-amplificador já poderá colocar em funcionamento todo o sistema eletroacústico do qual venho falando desde o início do artigo. Trata-se de problema separado, pois, a ser tratado em artigos futuros.

Ângulos de distribuição sonora

Voltando aos alto-falantes, além de calcular o SPL e os alto-falantes ou cornetas que produzem esse SPL a uma determinada distância, é necessário calcular o ângulo coberto por esse alto-falante ou corneta com esse SPL e às diferentes frequências.

Estes dados que também geralmente não existem quando se usa alto-falantes nacionais, principalmente pelo motivo de que alto-falantes comuns apresentam um ângulo de distribuição sonora muito aberto, mais nas baixas frequências que nas altas, e por quase não existirem cornetas nacionais — as cornetas teriam ângulo de distribuição mais definido.

As cornetas, quando bem construídas, cobrem um ângulo muito bem definido e que é fornecido pelo fabricante estrangeiro em *mapas*, que mostram a posição da corneta no centro e linhas à distância do centro, que representam uma determinada frequência, cada linha. Essas linhas interceptam círculos concêntricos à corneta, que são o nível em dB a diferentes distâncias: isto para o plano horizontal. Para o vertical, é dado um outro mapa, diferente. Tudo se passa como se a corneta fosse um *spot* ou holofote que emitiesse luz ao invés de som.

Importante

Estes dados sobre a cobertura sonora angular são sempre descuidados por aqui e esta é a principal causa dos maus resultados obtidos com sistemas de som, mesmo os mais potentes, principalmente aos fundos de auditórios.

Eis alguns motivos. Quando em ambiente fechado, uma corneta ou caixa deverá projetar seu som sobre a audiência, *jamais* sobre uma parede lateral ou no fundo do auditório. Começa-se a perceber que qualquer caixa colocada ao nível do chão, no palco, como é uso entre nós, já "fura" este esquema logo de início. As caixas de graves, tolera-se, em alguns casos, pois é difícil suspendê-las e em geral não possuem ângulos bem definidos de cobertura. Quanto às cornetas ou caixas para médios e agudos isto é absolutamente intolerável. Se o som de uma corneta bate na parede ao fundo de um auditório, volta em forma de eco ou, se bate na parede lateral, mistura-se fora de fase ao som direto, causando irregularidades na resposta e perda da inteligibilidade e naturalidade do som.

Eis porque muitos outros grupos musicais elevam o nível do som cada vez mais e o público nunca fica satisfeito — as letras das músicas nunca são compreendidas e os dedilhados nas guitarras se perdem numa zoeira contínua e infernal onde se misturam caixa da bateria, sons vocálicos, acordes de órgão, etc., já emitidos às vezes há mais de um segundo e que ficam pairando e se chocando no ar.

Experimentem desligar subitamente um sistema destes e vejam que, o que sobra "no ar", dá tempo para alguns compassos de pausa e repouso dos músicos até que tudo silêncio. O fato de existirem caixas acústicas *residuais*, que aproveitam as reflexões nas paredes (BOSE), em nada modifica estas afirmações específicas para o caso de auditórios.

Atenção rockeiros

O tipo de música comumente usado por alguns grupos de *rock*, por exemplo, que, por natureza é muitas vezes pobre de contraste dinâmico, isto é, fica o tempo todo "no pau", sofre mais que qualquer outro com a má colocação das cornetas, pois um "mar de som" vai afogando os instrumentistas e o público na reverberação e no desfasamento das reflexões sonoras nas paredes e no teto até que apenas alguns peixinhos se destacam ao saltarem além do nível constante desse mar — às vezes às custas de um alto-falante piado... Quanto mais nível, piora mais a coisa — sem se contar com a fadiga do ouvido — que começa a desligar-se e tornar-se mais duro às altas frequências.

Não sou contra o som a altos níveis — pelo contrário! (os Mutantes sempre tiveram o equipamento mais capaz neste sentido em nosso país e fui eu

quem o projetou e construí).

Mas, sou adepto do lema da Cerwin-Vega, construtora dos sistemas de som do Alice Cooper e do filme *Terremoto* — "loud is good when it is clean". Faça pois um estudo cuidadoso quando projetar seu sistema de som, principalmente para ambientes fechados.

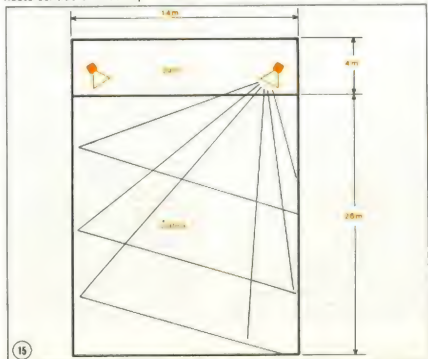
Calculando a cobertura ou ângulos de distribuição sonora

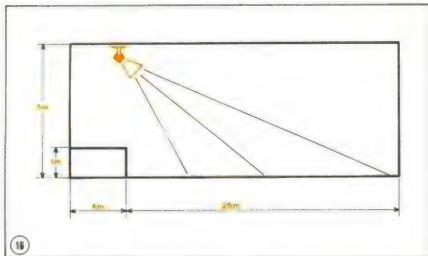
Desenhe o ambiente onde vai ser utilizado o sistema (ou o ambiente médio) em folha de papel branco, em escala (ver figura 15, exemplo de auditório).

Coloque, caso pretenda usar esteoefonia, as cornetas com uma separação que obedeça à lei do efeito HAAS (ver curso de áudio, págs. 555 a 557, NE nº 5).

Pegue um canto de folha de papel ou um esquadro de 90° e faça outras folhas ou arrume outros esquadros com ângulos de 70°, 60°, 40° e 20°, que são os valores de coberturas das diversas cornetas apresentadas, ou outros mais, conforme o caso.

Coloque o vértice do ângulo sobre a corneta e gire o papel para obter máxima cobertura de público. Nos pontos onde o ângulo coberto tocar as paredes laterais, a corneta deverá estar já apontada, vista agora pelo plano vertical, *para o chão*, sem que seu som projetado chegue a tocar a parede, pois. Desse ponto (ou linha) em diante, você deverá usar corneta com ângulo mais *fechado* e repetir o processo. É fácil perceber agora porque não se consegue boa qualidade sonora nos fundos de auditório aqui, não? *Não existem cornetas com ângulos de cobertura fechada no Brasil*; mesmo a maioria das estrangeiras importadas "a olho" são de 90° horizontais! (não comentei, ➔





é claro, algumas heróicas tentativas artesanais).

Uma dica: para fechar o ângulo vertical de cornetas, coloque duas iguais sobrepostas e paralelamente — reduzirá mais ou menos à metade o ângulo coberto.

Outra: é preferível tapar uma seção de corneta que aponta para uma parede, que deixar o som refletir na mesma, na maioria dos casos.

Mais uma: reflexões no teto também são prejudiciais — não se resolve, pois, em qualquer caso, o problema, girando a corneta de lado.

Após coberto horizontalmente o auditório, enfrente o problema sob o ponto de vista vertical (e posteriormente reajuste o plano horizontal conforme as mudanças realizadas).

Desenhe o auditório visto em corte, lateralmente (figura 16). Encontre os ângulos de distribuição necessários para que seja coberta toda a platéia (e não as paredes).

As cornetas devem ficar o mais elevado possível para evitar excesso de nível para o público próximo a elas e obstrução de seu campo, bem como para distanciar-las ao máximo dos microfones.

Chega de cálculos? Não! Ainda há algo a considerar! Cada corneta cujo ângulo de cobertura sirva para determinada área deverá ter sido os níveis em SPL que produzirá a menor e a maior distância de público que cobrirá, bem calculados. Em condições ideais, você deverá usar o número de cornetas (com os ângulos necessários) que permita não existirem diferenças maiores que mais ou menos 3 dB entre o nível sonoro que atinge o primeiro ouvinte próximo ao palco e o último, lá longe. A máxima tolerância seria de 10 dB, o que já não é "alta qualidade", pois representa 10 vezes menos potência e um resultado (subjetivo) de 1/2 do nível de audibilidade no fundo do auditório.

Bem — até agora supus que o auditório tivesse condições ideais de absorção ou dispersão acústica — como se estivessem ao ar livre.

Para efeitos práticos, na maioria das vezes, principalmente com equipamento móvel, nada se pode fazer pela acústica do ambiente. Vejamos pois agora que temos o equipamento já determinado pelas condições de ângulos de cobertura e SPL, o que fazer para melhorar eletronicamente o som, em função de acústica do ambiente.

Equalização

As cornetas, de graves, médios e agudos, já calculados em unidades estrangeiras e substituídas pelo que for possível em unidades nacionais, deverão ter sido equilibradas para atingir o SPL necessário pelos dados da tabela 1 (vide 1ª parte).

Estas cornetas estrangeiras são das melhores existentes no mundo e, assim mesmo, necessitam correção na resposta a frequências — supondo-se que já foram levados em consideração os problemas de fase e *crossovers* que assinala o início do artigo. Some-se a essa correção a existência de picos de ressonância e de absorção de frequências criados pelo próprio ambiente, geralmente muito mais pronunciados que os das próprias cornetas, e aparece a necessidade de usar um sistema equalizador "gráfico" de ambientes ou equivalente.

Existem três tipos principais. O equalizador de 1/3 de oitava, fabricado pela Altec e outras empresas nos EUA, que trabalha atenuando em relação ao nível estabelecido como sendo "0 dB", cada 1/3 de 8°, de toda a faixa de áudio (o que dá aproximadamente 11 oitavas vezes 3 controles = 33 controles em cada aparelho). Com este sistema consegue-se resposta plana dentro de mais ou menos 1 dB em um ambiente, sendo o resultado a aparência de

"não existir" sistema de som amplificado, mas de ser o som natural, limpo, cristalino, como se os cantores estivessem a 1 m em nossa volta, ou como se estivessemos lá no palco com eles.

Outro sistema é o equalizador gráfico de 9 faixas — bom "quebra-galhos" em sistemas médios, mas sujeito a *ringing* se se abusa de seus controles e pouco preciso quando existem picos estreitos nas frequências de ressonância do ambiente + sistema de som.

Por fim, temos os equalizadores paramétricos, tipo "Orban-Paramoud", excelentes para esta finalidade e que não produzem *ringing* e dão conta do problema de resposta a frequências com precisão. Tenho construído vários deste tipo com excelentes resultados, principalmente na eliminação da microfonia quando usados como *notch filter*.

Uma das maiores vantagens do uso do sistema geral de equalização do ambiente é a redução dos picos de ganho acústico e, com eles, da microfonia, podendo-se conseguir níveis de reprodução máximos mesmo quando se usa microfones, ou seja, com "ganho acústico unitário".

A Altec possui um processo que denomina "Acoustic-Voicing" — para equalização de ambientes, e dá cursos nos EUA para os técnicos de som interessados em aprender e praticar o processo.

Nota: os equalizadores mencionados devem ficar instalados entre a mesa de som e dos divisores eletrônicos de frequências — geralmente na própria mesa de som. A última mesa que construí para os Mutantes possui três destes às saídas e mais 20 nos canais de pré-amplificação.

Equalizando

Para se equalizar o sistema em função do ambiente (já com o sistema agora construído e instalado), existem diversos sistemas. A Altec, por exemplo, usa um gerador de ruído branco (ou ruído cor-de-rosa) que produz todas as frequências de áudio aleatoriamente, e faz com que este ruído seja reproduzido pelo sistema instalado.

Capta então, com um microfone, o ruído em diversos pontos do ambiente, fazendo que cada captação seja disposta em um aparelho chamado "8050A" — *Real time audio Analyzer* — que apresenta (de uma só vez) 27 faixas de frequências em sua tela de osciloscópio, resultando na resposta a frequências completa, em toda a faixa de áudio, para aquele ponto de captação. Basta então ajustar o equalizador (e às vezes a posição das cornetas, etc.) para chegar ao resultado dese-

do (resposta plana) que aparecerá na tela. Tenho também construído sistemas similares com ótimos resultados, trabalhando em pares de gerador de ruído rosa + analisador de espectro.

Quebrando o galho

Como é difícil que alguém venha a adquirir um destes por aqui, mas muitos possuem um gerador de áudio — e podem montar e colocar um equalizador gráfico de pelo menos 9 faixas em seu sistema de som, basta adquirir um BOM microfone, com resposta plana mesmo.

Para este fim, o "pior" aceitável é o *electret condenser* da Altec, sendo de preço ao redor de 150 dólares nos EUA e, os melhores os *Sennheiser* a condensador, ou mesmo os *Bek* — dos quais existe representante no Brasil, estes especiais para medições e os mais perfeitos.

Não use microfone considerado bom para vozes, como por exemplo os *Shure 565* ou equivalentes, para este fim, pois sua resposta não chega aos pés daquilo que será necessário neste caso...

Ligue o *microfone* (não servem também SPL meters...) a um condensador em um *osciloscópio* (não use VU meters ou aparelhos a ponteiro com resposta desconhecida a frequências).

Se não quiser ou puder usar o microfone bom e o osciloscópio e melhor fazer o teste comparando uma frequência com a outra — dá melhores resultados que com microfones comuns.

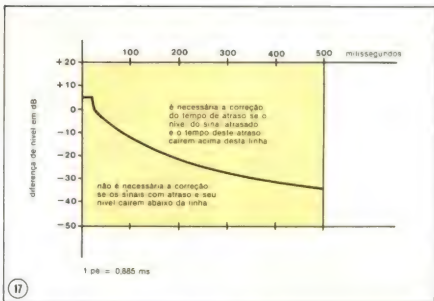
Leia a resposta do sistema frequência por frequência fazendo um diagrama (curva de resposta) num papel. Use um gerador de áudio senoidal para fazer o sistema reproduzir essas frequências. Verá o incrível resultado que dá preocupação com estas medições num bom equilíbrio do sistema de som que, às vezes, terá "picos" extremamente fortes que o estavam fazendo trabalhar a 1/10 da eficiência e qualidade possíveis.

Conjuntos musicais

Convido-os a fazer o teste acima indicado, mesmo que comparando de ouvido as frequências reproduzidas por seus equipamentos, antes de cada show. Vejam o aumento real de qualidade possível com isto.

Um gerador de áudio (tipo Health-kit IG-72) que possua escala e ponteiro graduados em "dB" será de grande valia na equalização "a ouvido" que poderá ser extremamente precisa neste caso, desde que se tenha paciência.

ATENÇÃO — A equalização tem que ser feita para vários pontos do auditório. Deve ser feito um mapa geral e



tirada a média para a equalização final, pois haverá zonas de respostas diferentes. Principalmente ondas estacionárias nos graves enganam muito e convém andar pelo auditório e mover a cabeça ao fazer todos estes testes! (você acabará quase enxergando os padrões acústicos do recinto ou acabará pirado e enxergando mesmo...).

Pausa

Eis que estão dados os princípios gráficos para a confecção do sistema de som.

Farei uma pausa para descansar das 34 páginas já manuscritas e dar início às indicações prometidas sobre o processo mais teórico de cálculo dos sistemas de som. Esse processo é seguido pelas empresas mais conceituadas no mundo ao prepararem seus pro-

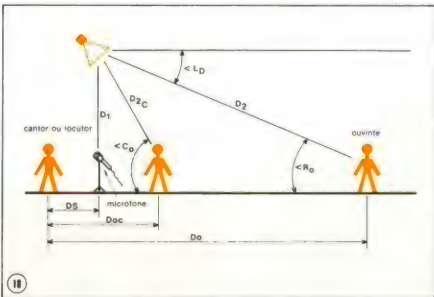
jetos de sistemas de som e resulta em sucesso garantido.

Processo teórico de cálculos de sistemas de alto-falantes e sua colocação

ATENÇÃO — Absolutamente não sou inventor de semelhante não sou inventor de semelhante processo, que é encontrável em manuais e notas para engenheiros das maiores empresas instaladoras e fabricantes de alto-falantes dos EUA. Gostaria de ver, no entanto, pelo menos, estes dados conhecidos e respeitados pelas empresas daqui.

É necessário que quatro itens sejam obedecidos para que um sistema de som produza bons resultados.

Nota: os dados são todos para cálculo de um dos canais de um sistema ➔



estereofônico ou de um sistema monofônico — a estereofonia não está, pois, levada em consideração. Suas leis estão apresentadas no Curso de Audio. Obedecidos, estes dados servirão para ser duplicados quando se desejar um sistema estereofônico.

Os quatro itens a obedecer são:

1 — O "ganho acústico" deve ser suficiente. Para que o ganho acústico seja suficiente é necessário obtermos o mesmo SPL lá no ouvido do ouvinte mais afastado, que o locutor ou cantor produz a 2 pés de sua boca, sobre o microfone (1 pé = 30,48 cm).

2 — Boa cobertura dos ouvintes, todos com o SPL desejado, com variações no máximo de mais ou menos 3 dB de qualquer ponto de audição para outro. Mede-se isto com um SPL-meter ligado a um filtro passa-faixas centralizado a 4 kHz, com uma oitava de largura de banda. O sistema deve ser excitado por um gerador de ruído branco.

3 — Não deve haver atrasos no tempo entre os alto-falantes.

Deve-se considerar dois aspectos de atraso:

A — *atraso total*: Acha-se, medindo o comprimento do campo de cada fonte sonora que possa interferir com o programa (por exemplo, aqui existe um dos maiores de todos os problemas que têm os conjuntos musicais brasileiros que usam "reamplificação" — ao fazerem o som de seus amplificadores de palco sair amplificado pelo "PA", e apontarem os amplificadores de palco também para o público e o resultado é *pior* do que se não houvesse qualquer uma das duas fontes — os amplificadores de palco, se reamplificados, devem ter seu som *restrito ao palco!* — (ver figura 17).

B — A audibilidade relativa entre o som próximo e o som distante: Deve-se calcular a diferença de nível entre as duas fontes sonoras. Faz-se isto calculando as perdas "D₂" e "D₀" em dB (ou medindo-se um sistema de som já realizado) (D₂ e D₀ são distâncias, visíveis na figura 18).

Exemplo: D₀ = 140 pés, D₂ = 70 pés; nível do locutor que chega diretamente ao ouvinte, 35 dB SPL; nível do alto-falante que chega ao ouvinte com a voz do locutor, 90 dB SPL; diferença de tempo = 140 : 70 = 2 = 62 ms; diferença de nível do sinal retardado = (90 - 35) = 55. Como 55 dB cai na área abaixo da linha média no gráfico da figura 17 se cruzada com a linha dos 62 ms, vemos que *não* é necessária a correção do atraso no tempo neste caso.

Nota: correções nos atrasos de tempo são possíveis utilizando-se os *delayers* digitais ou até mesmo *flangers* que já mencionei na NE n.º 5 no artigo "Phasers X Flangers", bem como o nome de um fabricante (Eventide). É interessante evitar tal tipo de corre-



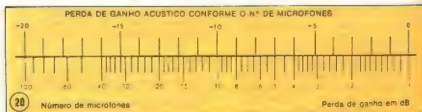
ções devido ao custo do equipamento envolvido e ao tempo gasto em ajustes — só admissíveis em sonorização fixa e não móvel.

4 — É necessário — como já citei anteriormente neste artigo, mas vale a pena repetir aqui — que os alto-falantes sejam capazes de reproduzir o nível de SPL requerido sem que suas especificações sejam excedidas — idem quanto à potência dos amplificadores.

Satisfeitas as quatro condições acima, os sistema poderá ser calculado como se segue.

Sistemas de som de fonte única e de múltiplas fontes distribuídas

A fórmula seguinte aplica-se aos dois tipos de sistema acima:



FÓRMULA DE GANHO ACÚSTICO
CANHO ACÚSTICO POTENCIAL = 20 log₁₀ (D₁/D₂ × D₀/D₂)

A figura 18 mostra as distâncias usadas para o cálculo de sistemas de fonte sonora única.

Ganho acústico unitário (E não confundir com a fórmula!) — E o ganho total de todo o circuito eletroacústico que permite ao SPL produzido pelo alto-falante e medido no diafragma do microfone usado a igualar o SPL produzido pelo cantor ou locutor no mesmo diafragma do microfone.

Fórmula do ganho acústico potencial

É a expressão matemática do ganho acústico encontrável no local onde está o ouvinte mais remoto compa-

rado com o nível aí encontrado caso não existisse sistema eletroacústico e o orador ou cantor falassem apenas diretamente.

Esta fórmula deve ser usada de maneira diferente em casos onde a fonte sonora não seja única.

Fonte sonora única

Pela fórmula do ganho acústico pode-se notar que é necessário seguir certos princípios:

- 1 — Aproxime ao máximo os alto-falantes e os ouvintes em conjunto
- 2 — Coloque o microfone o mais próximo possível do orador ou cantor, e
- 3 — Distancie ao máximo o microfone e o mais próximo alto-falante —

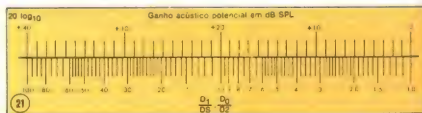
mas sem desrespeitar as leis apresentadas sobre o atraso no tempo e a cobertura do público.

A quantidade de microfones ligados ao mesmo tempo afeta o ganho acústico potencial — quanto maior número de microfones, menos ganho acústico (ver figura 20).

Nas explicações seguintes, bem como nas figuras, os cálculos admitiriam uma distância (D₀) entre o microfone e o orador ou cantor, de 2 pés, que é bastante realista para a maior parte dos casos. Quando outras distâncias forem usadas, será avisado.

Quanto ganho é necessário

Imagine uma localização para os microfones e para os alto-falantes ou



cometas que julgar conveniente, baseado em sua prática e no que foi explicado.

Faça as medições das seguintes distâncias da figura 18:

D₀ — a distância entre o orador ou cantor e o ouvinte mais longínquo;

D₁ — a distância entre a localização que imaginou para os alto-falantes e o microfone mais próximo, e

D₂ — a distância entre os alto-falantes e o mais distante ouvinte.

Para estar seguro de que usou de boas normas para imaginar a posição dos alto-falantes e dos microfones, leve em consideração os seguintes fatores, antes de prosseguir:

1 — O alto-falante deve ficar em uma linha visual sem obstruções até todos os lugares dos ouvintes. A distância entre os alto-falantes e cada ouvinte deverá ser o mais igual possível, isto é, os ouvintes de perto do palco não devem estar muito mais próximos dos alto-falantes que os ouvintes de longe do palco. Normalmente isto se consegue elevando os alto-falantes. Em casos de não se usar estereofonia, deve-se preferir colocar os alto-falantes na linha central para obter o mais alto potencial de ganho acústico, mais simetria na cobertura e o mínimo acoplamento com os modos de ressonância do ambiente.

2 — A distância entre o alto-

falante e o orador ou cantor não deve ser tão grande que a diferença entre a distância do orador a qualquer ouvinte e do alto-falante a qualquer ouvinte seja maior que 40 a 50 pés. Isto poderá variar conforme haja diferenças entre o alto-falante e o orador — desde que seja respeitada a figura 17.

3 — O alto-falante deve ficar longe o suficiente do microfone mais próximo para aproveitarmos as vantagens da "distância crítica" do alto-falante — que explicarei a seguir.

4 — Em casos práticos de *shows* para *rock*, admite-se a colocação de um pequeno mas potente grupo de caixas acústicas logo a frente e aos lados do palco, para atender ao público que se aglomera ali, mas dirigidas a esse público.

Distância crítica

O sinal acústico se atenua à medida que a distância aumenta.

Veja na figura 19 a atenuação, por exemplo, entre 2 pés e 100 pés, que é de 34 dB. Usando esta escala da figura 19 (distância em pés em relação a SPL), você poderá saber para a distância D₀ já medida, qual a atenuação em SPL que terá de ser vencida pelo sistema de som.

Guarde este dado com os demais

que já encontrou sobre as distâncias medidas.

Acontece que, em ambientes fechados ou reverberantes, o SPL não cai apenas obedecendo à lei da escala da figura 19, que só vale para os sons diretos vindos da fonte sonora.

Existe um campo sonoro reverberante que depende da quantidade total de energia acústica irradiada pelos alto-falantes e não da diretividade dos mesmos.

É importante calcularmos em que distância da fonte sonora há uma região de um auditório onde o SPL do campo sonoro reverberante iguala o SPL do campo sonoro vindo diretamente do alto-falante — porque o campo sonoro reverberante não é atenuado de acordo com a distância da fonte. Muitos auditórios são extremamente reverberantes e estes são os casos onde a distância mencionada (chamada "distância crítica") se torna verdadeiramente "crítica" nos cálculos...

O ouvinte humano tem capacidade de detectar a fonte sonora direta ainda quando está até 12 dB abaixo em nível do SPL do som reverberante — e isto é de grande ajuda — mas, depois de 12 dB, a coisa se complica.

O uso de cornetas *direcionais* e em fonte sonora única (alto-falantes todos bem próximos) pode permitir um máximo de relação entre o nível do som di-

NOVO



SUGADOR DE SOLDA

Indispensável na remoção de qualquer componente eletrônico. Bico com encaixe, sem fumaça, várias opções.

SUPORTE P/ PLACA



Mantém firme a placa. Torne o manuseio da mesma bem mais prático seja na montagem, conserto, experiência, etc.



DESSOLDADOR

A solução para remoção de circuito integrado e demais componentes. Derrete e solda e faz a sucção.

FONTE

ESTABILIZADA DC



Fornece tensões fixas e ajustáveis de 1,5 a 12 VDC. Corrente de saída 1 A.



SUPORTE P/FERRO DE SOLDA

Coloca mais ordem e segurança na bancada. Com esponja para limpeza do bico.

PERFURADOR DE PLACA



Fura com incrível rapidez, perfeição e simplicidade placas de circuito impresso.

PESQUISADOR DE SINAIS



O maior quebragalho do técnico reparador localiza com rapidez, defeitos em rádios da pilha, à válvula, amplificador, etc.

CORTADOR DE PLACA



A maneira mais simples e econômica de cortar placa de circuito impresso.

CETEKIT

Conjunto completo p/ confecção e montagem de circuito impresso.



CANETA P/TRAÇAR CIRCUITOS IMPRESSOS

Finalmente a solução para um velho problema, caneta especial para traçar de circuito impresso diretamente sobre a placa cobreada Recarregável.



INJETOR DE SINAIS

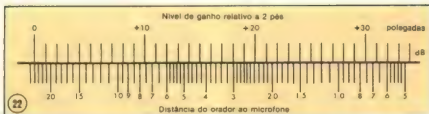
De tamanho reduzido, indispensável ao técnico, para consertos de rádio, tv, amplificador, etc.

SOLICITE GRATIS: Catálogo e Tabela de Cores para Resistências (Plastificado)

• C E T E I S A •

RUA BARÃO DE DUARTE, 312, FUNDOS
SÍTIO AMARO, 5º ANDAR, CEP 06743
TELEFONES: 948-4262 e 522-1384

NOME.....
ENDER.....
BAIRRO.....CEP.....
CIDADE.....ESTADO.....



reto e o do som reverberante — deve-se procurar obter este resultado o melhor possível para conseguir maior inteligibilidade nos sons.

A lei da atenuação do SPL com a distância, perceptível pela régua é válida desde o local da fonte sonora apenas até o ponto ou linha onde o nível do som direto cai 12 dB abaixo do SPL do som refletido ou reverberante. Alguma atenuação existe a descontar acima de 1 kHz devido a perdas por absorção do ar, mas não levarei aqui em consideração.

Calculando a distância crítica

Em um local com reverberação média, a distância onde o som direto iguala o som refletido em SPL (distância crítica) é dada por

$0,56\sqrt{27300} \times 0,01 = 9,24$ pés — esta é a distância crítica, portanto muito perto dos alto-falantes!

2º caso — Mesmas dimensões, mas com pequena reverberação (por exemplo absorvente acústico perfurado, com coeficiente de absorção = 0,99)

Teremos $0,056\sqrt{27300} \times 0,99 = 92$ pés, portanto 10 vezes mais longe!

Na prática

Em geral, os resultados são intermediários entre os dois exemplos extremos — 35 a 40 pés em média, na grande maioria dos casos.

Esta distância é também a que devemos colocar entre os alto-falantes e microfones para obter bom potencial



$D_C = 0,14\sqrt{A}$
onde D_C = distância crítica
 A = coeficiente de absorção do material e das superfícies no ambiente.
 A = área das superfícies do espaço onde será distribuído o som, em pés quadrados.
0,14 é uma constante.

Podemos alterar a fórmula para $D_C = 0,56\sqrt{A}$, devido aos 12 db de "ajuda" do ouvido humano.

EXEMPLO

1º caso — alta reverberação

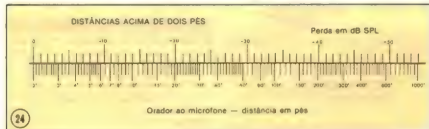
Superfícies todas de granito polido (coeficiente de absorção = 0,01). Dimensões: 120 pés de comprimento por 50 pés de largura e 45 pés de altura.

Substituindo na fórmula teremos:

de ganho acústico. É também, ainda, a distância além da qual os atrasos no tempo poderiam tornar-se indesejáveis.

35 a 40 pés é pois uma distância importante a levar em consideração nos cálculos.

Leve em consideração a lei de atenuação do SPL com a distância, como se não existisse o som reverberante após a distância crítica ser ultrapassada, em direção ao fundo do auditório, pois a atenuação do sinal direto continua a existir mesmo que não possa ser medida com "SPL meters" devido à presença do som refletido.



Procure pois maximizar por todos os meios a relação som direto x som re

Na posse das distâncias D_1 , D_2 , D_0 e sabendo calcular as atenuações com as devidas correções, passe à fórmula.

Usarei um caso exemplificativo. Suponha um local onde usará as seguintes dimensões:

$D_1 = 40$ pés

$D_0 = 82$ pés

$D_2 = 74$ pés

$D_S = 2$ pés (sempre comece supondo

$D_S = 2$ pés)

Aplicando a fórmula, temos

$D_1 \times D_0 = 40 \times 82 = 3280$

$D_2 \times D_S = 74 \times 2 = 148$

$3280 \div 142 = 22,16$ (arredonde para 22)

A escala da figura 21 relaciona o resultado dos cálculos do interior dos parênteses da fórmula (que, no nosso caso, deram 22) com o que está no lado de fora da fórmula (20 log 10) e o resultado em ganho acústico potencial.

Procure "22" na escala de baixo e terá o resultado de 27 dB SPL aproximadamente, de "ganho acústico potencial antes de haver microfonização".

Pela figura 19, verifique que para 0 = 82 pés, a atenuação é de 32 dB aproximadamente.

Como você tem 27 dB SPL de ganho acústico potencial, ficam faltando $-32 + 27 = -5$ dB SPL para obter a compensação necessária. Isto pode ser conseguido aproximando do microfone a boca do cantor, conforme indica a tabela da figura 22.

Encontrará 5 dB que precisa à distância de 13,5 polegadas, que é a que deve ser usada ao invés de 2 pés, para obter os 5 dB de ganho que faltavam.

Estará então correta a localização de alto-falantes e microfone. Passe agora ao cálculo dos alto-falantes necessários.

Continuando com o mesmo exemplo, sabemos que o sistema tem um ganho acústico potencial de 27 dB SPL. Meça o nível da voz do cantor ou locutor a 2 pés da boca com um SPL meter (é vendido no Brasil, por exemplo, pela B e K, que possui representantes). É normal encontrar 75 a 80 dB a 80 dB SPL nesta medição. Suponha, por exemplo, ter sido este o caso (80 dB).

Para bons resultados, o nível no ouvido do ouvinte mais remoto deverá atingir, então, os mesmos 80 dB SPL para 13,5 polegadas do microfone. Temos, portanto, 85 dB no diafragma do microfone — o que permite atingir os 80 dB lá no último ouvinte com um sistema capaz de 27 dB de ganho mas com uma perda devido ao D_0 de 32 dB.

Pela figura 23 calcule que, se $D_2 = 74$ pés, a perda será de $-25,5$ dB.

Portanto, $80 \text{ dB} + 25,5 \text{ dB} = 105,5$

dB SPL devem ser gerados a 4 pés da boca da corneta para conseguir 80 dB SPL lá no ouvinte mais distante.

Some agora 10 dB de folga para os picos (assunto que já esclareci atrás). Temos então $105,5 + 10 = 115,5$ dB SPL.

Verifique agora, usando a régua como já explicado, que alto-falante ou corneta gera este SPL a 4 pés de sua boca e faça os cálculos já expostos sobre cobertura (ângulo de distribuição sonora).

Se vier a fazer equalização, deverá ter que somar *mais* 10 dB ainda, pelo menos, para poder suprir com o equipamento as deficiências do ambiente e dos próprios alto-falantes. Veja, portanto, que, com todos estes 20 dB de folga necessários, temos toda a grande diferença entre um ótimo e um mediocre sistema de som (pois cada 10 dB são 10 vezes a potência!) e a necessidade de termos cornetas e alto-falantes da mais extrema qualidade para podermos atingir bons resultados.

Sistemas de som com fontes múltiplas

Suponha que, em vez do nosso caso, onde o orador *podia* se aproximar do microfone, temos um teatro lírico a sonorizar, onde os cantores têm que

trabalhar a 10 pés dos microfones. Veja que os (- 5 dB) que faltavam a 2 pés são acrescidos de mais (- 14 dB) (pela figura 24), o que dá 19 dB de ganho potencial necessário para atingir o ouvinte mais remoto com os 80 dB requeridos. Se você usar vários microfones (ver figura 20) o caso ficará mais difícil ainda.

Já precisávamos de 27 dB de ganho acústico. Casos em que este valor seja atingido já estão no limite do que se pode conseguir com fontes sonoras únicas. Deve-se procurar então fazer cálculos para fontes sonoras múltiplas quando acontece atingir ou superar estes valores. Esta é uma solução muito usada no Brasil, principalmente devido à falta de cornetas de qualidade com cobertura e SPL adequados. Não se deve, no entanto, como se faz por aqui normalmente, chamar isto de "solução", pois realmente não se tem conseguido resolver coisa alguma — já que ninguém utiliza os *delayers* muitas vezes necessários para bons resultados neste sistema de sonorização. O que se consegue é uma certa quantidade de regiões próximas aos grupos de alto-falantes onde se entende alguma coisa e outras tantas entre grupos onde nada se entende, tudo isto imerso num mar de som pouco inteligível e às vezes muito alto até ...

Continuando

Se a perda D_0 foi - 32 dB, verifique quão longe do microfone o mais próximo alto-falante poderá ser colocado (nova D_2). Por exemplo, se D_1 era igual a 35 pés, substitua os valores da fórmula, agora com $D_0 = 10$ pés e não 2 pés.

Temos $20 \log_{10} 35/10 \times 35/x = 32$ dB.

Na tabela da figura 21 o número sob 32 dB terá "40". Isto quer dizer que $35/10 \times 35/x = 40$ e, portanto, $x = 1225/400 = 3$ pés!

Ora, D_2 não pode ser, obviamente, igual a 3 pés, portanto, quando números assim aparecem, temos que considerar o uso de múltiplas fontes sonoras (mas *bem* colocadas...).

Como colocar (BEM) as múltiplas fontes sonoras...

Um bom sistema de múltiplas fontes sonoras custará pelo menos 50% mais que o de fonte única. Quando se faz necessário pois, o uso das múltiplas fontes, este deve ser mais ainda, consciencioso.

As distâncias são (ver figura 25):
 D_1 = distância do microfone ao mais próximo alto-falante;
 D_2 = distância do ouvinte mais distante ao mais próximo alto-falante deste ouvinte;



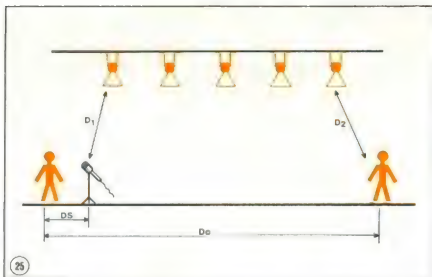
POWER 200

Um amplificador que colocará muita potência no seu sistema de som.

Baseado em moderna tecnologia integrada, este módulo estéreo oferece saída máxima por canal de 112 W/HF, com carga de 4 ohms.

Outras características de destaque são a relação sinal/ruído, maior que 70 dB por toda a faixa de áudio, a baixa distorção — inferior a 0,05% em 1 kHz, e a sensibilidade de 400 mV com carga de 8 ohms.

Sua montagem simples, em *kit*, é acessível tanto ao aficionado principiante como ao montador profissional. E acoplado a um bom pré-amplificador, apresentará, além da potência, uma ótima fidelidade ao som que você quer ouvir.



D_0 = distância do orador ou cantor ao ouvinte mais distante, e
 D_S = distância do orador ao microfone (2 pés).

Vamos supor serem estas distâncias iguais:

$D_1 = 8$ pés

$D_2 = 8$ pés

$D_0 = 40$ pés

$D_S = 2$ pés

Substituindo na fórmula $20 \log_{10} (D_1/D_S \times D_0/D_2)$ temos $20 \log_{10} (8/2 \times 40/8) = 26$ dB — estes 26 dB são o que poderemos obter de ganho.

Sabemos que a perda $D_0 = 26$ dB, portanto verificamos que estará resolvido o problema já que os 26 dB obtidos empataram com os 26 dB necessários.

Como fazer a distribuição sonora (cobertura) quando se usam fontes múltiplas.

ATRASOS—

Para evitar problemas, mantenha cerrada observação da figura 17. Se notar necessidade de acrescentar *delays* eletrônicos não subestime (ou o quadro que acabo de descrever se aplicará ao seu caso ...).

Quando constatar essa necessidade, compre o sistema eletrônico de atraso (já citei marca norte-americana) pedindo antes catálogos e manuais de operação. O aparelho ficará *antes* do amplificador de som do alto-falante mais próximo ao ouvinte mais distante

e será ajustado para que o som seja emitido por esse alto-falante quando o som emitido pelo alto-falante mais próximo ao cantor ou orador aí chegar. Várias fontes sonoras que saiam dos limites da figura 17, deverão cada uma delas, possuir seu amplificador e aparelho de atraso (*delay*) eletrônico.

Distribuição no teto

Os alto-falantes colocados no teto deverão ter um padrão de distribuição circular. Isto obtém-se com cornetas "multicelulares" — vendidas nos EUA pela JBL, Altec, Electro Voice e outras empresas — mais um campo a ser explorado por nós! Alto-falantes sem cornetas possuem este tipo de padrão de distribuição — mas não possuem a eficiência das cornetas, que é muitas vezes indispensável.

Com ângulos de dispersão circular, a posição dos alto-falantes ou cornetas no teto deverá ser a da figura 26. O resultado será uma *sobreposição* dos cones de dispersão, que *deve atingir 50% de sobreposição ao nível do chão ou não serão obtidos bons resultados*. O ângulo de cobertura ideal será de 60 graus nestes casos.

Casos especiais

Em sistemas industriais, onde grande ruído com muita reverberação (+ de 10 segundos a 500 e 1000 Hz) e grandes áreas (1000x300 pés) com tetos altos (80 a 100 pés) pode-se conse-

guir boa qualidade de sonorização para vozes, mas já com sobreposição de 200 a 400% nos cones de cobertura das cornetas. Só se pode fazer funcionar tais sistemas com equalização *completa* ou só se poderá ouvir um enorme ruído ao usar o sistema. As cornetas multicelulares de duas a 10 células com o máximo de *drivers* por cornetas devem ser usadas.

CONCLUSÃO

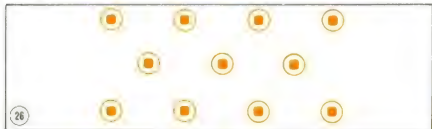
Bons sistemas de sonorização são raros e caros ... Dai vemos serem chamados técnicos de empresas estrangeiras quando o caso é de responsabilidade e nossas divisas "baterem as asas". Sonorizações como assisti serem feitas num dos Festivais Internacionais da Canção, no Maracanãzinho onde foram usadas 32 cornetas JBL apenas para proporcionar boa cobertura ao público, ou como a de *shows* nos EUA para 200.000 pessoas, onde, ao ar livre, foram usadas pela JBL 4 torres com 80 cornetas de médios, 80 falantes de 15" em cada torre entre outras centenas de alto-falantes (fora o equipamento levado por Emerson, Lake & Palmer) com uma potência de 75.000 watts RMS aplicada, são todos, eles, trabalhos perfeitamente possíveis de serem totalmente realizados no Brasil, por técnicos que tenham acesso a equipamento importado ou que, um dia, possam ter o prazer de conseguir equipamento equivalente (mesmo) fabricado por aqui. Por enquanto, ficam apresentadas as maneiras corretas de se fazer os cálculos, à espera do futuro — e com a modesta contribuição dada nas "equivalências" que sugeri e que poderão resolver alguns casos mais simples.

Agradeço à colaboração de meu irmão Arnaldo Dias Baptista, músico, por ter trazido dos EUA tanto material de pesquisa e consulta, que permitiu meus estudos e aplicações práticas que resultaram neste artigo.

Bibliografia

- Altec — catálogo, Improving Big Auditorium Sound, by H. Burrell Hadden
- Catálogo JBL PC/75 a 79
- Altec — Thecnical letter n° 182 — by Don Davis
- Gauss — Cetec Audio catalogues
- Cerwin-Vega catalogues
- Mutantes — álbuns particulares de fotografias
- IES — catalogues
- Mr. Garry Margolis — JBL — Applications engineer correspondence, Sales Manager
- Outras — citadas no decorrer do texto

Atenção: Esta série de artigos pode ser considerada como um grupo de lições avançadas do Curso de Audio e anexada a este.



EM PAUTA...



Lá vem o Brasil descendo a ladeira
Moraes Moreira — Som Livre

Um conjunto de boas surpresas nos espera neste trabalho de Moraes Moreira, além das músicas rapidamente sucesso: *Lá Vem o Brasil Descendo a Ladeira*, de Pepeu e Moraes e o frevinho *Pelas Capitais*, em parceria com o sempre injustiçado e ótimo Jorge Mautner.

E as surpresas vem na escolha precisa e bem combinada de ritmos muito nossos, nas letras des preocupadas, brincalhonas e até políticas. Os arranjos, muito bons, trazem mais uma surpresa, pela presença, nos acompanhamentos, de violinos, cellos e o trumpetista de Márcio Montarroyos, além da certa guitarra de Pepeu.

Entim, um disco que deixa uma trilha de alegria.



Miucha & Tom Jobim
RCA

Tom e Miucha nº 2, numa versão menos espontânea que a primeira. Um disco mais sério e mais triste. Por quê? Só Tom e Miucha podem dizer (será porque foi gravado em Nova Iorque?).

A faixa mais divulgada, *A Turma do Fúnil*, com a participação de Chico Buarque, não é suficiente para compensar as expectativas que nomes tão queridos trazem. É claro que o disco tem muita coisa boa, entre elas a parceria *Dinheiro em Peca*, de Tom e Cacaso, numa toada-desafio, também com a participação de Chico. A qualidade técnica tem padrão ótimo.

Bad Reputation
The Ritchie Family — RCA

Se você pretende dar uma festa discoteque a caráter em sua casa, aqui está uma ótima sugestão para animar o ambiente. São 4 faixas (!!) muito movimentadas, que vão fazer a garotada subir pelas paredes.

Se você já me entende, é um disco para dançar, não para ouvir. Ótimo também para se dar de presente a um amigo discotecário. O conjunto dispensa apresentação, já que ganhou suficiente consagração através das rádios e discoteques.

Mystic Man
Peter Tosh — Odeon

Peter Tosh, juntamente com Bob Marley e Bunny Livingston (que formavam, até 1974, o trio *The Wailers*), foi um dos principais responsáveis pela divulgação do reggae fora de seu país de origem, a Jamaica.

Nascido no queto, como Tosh, o reggae tem muito de contestação, religiosidade e denúncia, recebendo influência de vários ritmos africanos.

O conformismo e a contestação também estão presentes neste 4º LP de Tosh.

Peter Tosh



Basta ouvir músicas como *Fight On* e *Rumours of War*, para perceber. No entanto, tanto nessas como nas outras composições do disco, se deixarmos um pouco de lado as letras e títulos, seremos surpreendidos pelo ritmo gostoso do Caribe, quente e ensolarado como ele mesmo. Vale a pena ouvir.

Evocação II — Chiquinha Gonzaga
Estúdio Eldorado

Violonista em tempo de piano, republicana em tempo de monarquia, antiescravagista em tempo de escravidão, com-



positora popular em tempo de cultura européia, "insolente" em tempo de recato e, acima de tudo, mulher livre em plena época de mulher dominada, assim era Chiquinha Gonzaga. Separada do marido aos 18 anos, lutou sozinha para sustentar seus filhos, chegando a ser muito respeitada como compositora, regente e instrumentista. Sua obra chega a 2 mil composições, abrangendo todos os ritmos brasileiros populares de sua época, derivados de ritmos europeus e africanos.

No primeiro LP exclusivo para Chiquinha, selecionaram-se 11 músicas entre as duas mil, dando-se preferência às românticas (e menos conhecidas). Cinco delas foram entregues à interpretação de duas competentes cantoras: Leôncio Brandão e Vânia Carvalho. Não se pode dizer que a seleção tenha sido mal feita, pois todas as músicas agradam bastante, revelando, acima de tudo, uma mulher de grande sensibilidade.

Um único senão: a nova letra colocada na música *Através*, por Herminio Bello de Carvalho, merecia ser menos "moderna" e mais adaptada à época da autora.

... como é impossível

RCA

Três caminhos formam o LP de Jane e Herondy: primeiro, as músicas novas, com elementos típicos de seus sucessos anteriores (como em *Antes de Ti*, *Não Conheci o Amor*); mesmo tipo de arranjos, de colocação das vozes e muitos lá-lá-lá de Jane.

Segundo, as traduções de músicas já conhecidas nos seus idiomas originais, adaptadas ao gênero Jane e Herondy. Terceiro, as regravações bem sucedidas, como *Eu não sabia que você existia*, de Renato Barros (dos tempos da Jovem Guarda, gravação original de Leno e Lillan), e a recente *Até parece que foi sonho* (Fábio e Tim Maia), as adaptadas demais, como *Música Suave* (Roberto e Erasmo), *até Coisinha Estúpida* (num péssimo arranjo). Nada especial.

... O Grande Tomita

Tomita — RCA

Se você gosta de ficção científica ou de música eletrônica, ótimo. Se aprecia as



duas coisas, ainda melhor. Agora, se você for um purista de música erudita, provavelmente irá arrancar seus cabelos.

É que o compositor japonês Isao Tomita está lançando seu novo LP, *O Triângulo das Bermudas*. Verdade que o tema já foi um "tanto" explorado em literatura, mas pela primeira vez é abordado em disco. Tomita procurou montar uma história com sequência lógica, cada faixa correspondendo a uma etapa de um contato travado entre um povo vindo do espaço, em discos voadores, e um povo habitante do fundo do mar. Assim, a história envolve OVNI's, grandes pirâmides, diferentes dimensões, troca de conhecimentos, contatos metafísicos.

A essa "salada" de ficção corresponde uma "salada" de sons, englobando composições de Sibelius e Prokofiev, e algumas do próprio Tomita, todas eletrônicas, mais ruidos e vozes sintéticas. Para conseguir isso, ele faz uso de vários Mooghs, equalizadores, misturadores e gravadores, além de um microcomputador e um vocoder (simulador da fala humana).

Enfim, uma obra complexa, que pretende estimular nossa imaginação criativa, mas que por uma grande ironia jamais poderá ser executada ao vivo, condenada que é, pela sua própria complexidade, a ficar encerrada num acetato.

Paulo Vanzolini por ele mesmo

Estúdio Chiquinha

Custou, mas convenceram o Vanzolini a gravar seu primeiro LP. Após muita insistência (até por parte de sua filha, dizem), ele resolveu abandonar um pouco seu Museu de Zoologia, aqui em São Paulo, e envolver um microfone.

O resultado? Bem, não se pode dizer que ele tenha sido agraciado com a melhor voz do mundo, mas o esforço valeu, pelo valor antológico do disco e também pelas várias composições ainda inéditas que foram incluídas.

Como sugere o título, todas as músicas são de autoria do próprio Vanzolini. A mais conhecida, entre elas, deve ser mesmo *Samba Erudito*, já gravada por Chico Buarque. Outra, *Capoeira do Arnaldo*, foi interpretada por Rolando Boldrin, em disco da Chantecier. As demais são relativamente desconhecidas. Entre elas, destaque para *Falta de Mim* (peia letra e pela melodia) e para *Samba Abstrato* (especialmente pela letra).



Guilherme de Brito
Estúdio Eldorado

O eterno cultor de sambas de fossa e dor de cotovelo, eterno parceiro de Nelson Cavaquinho, lança seu primeiro disco. São doze músicas, quase todas feitas em parceria com seu velho companheiro, incluindo *Folhas Secas*, uma das melhores de suas carreiras e de longe a melhor faixa do LP.

Não há muito o que dizer de um personagem não consagrado e de sambas já tradicionais de nossa música. A injustiça que podia haver com relação a Guilherme (é seu primeiro disco, em 30 anos de carreira) foi ao menos parcialmente remediada por este lançamento. A qualidade técnica e os músicos são de primeira, como é costume do Estúdio Eldorado.

Clayton Transversal
Clayton Transversal

A Outra Banda da Terra — Philips

Mesmo se *Beleza Pura* ficou mais bela, pura no arranjo de A Cor do Som, muita beleza mais existe no LP de Caetano. Depois que as patrulhas ideológicas e odaras deram lugar a temas mais exilados, parou-se de cobrar tanto Caetano e Gil, e enfim a paz volta às fronteiras da música baiana, num LP que não é político, mas é fundamentalmente brasileiro.

A própria capa do disco já transmite: não veja Caetano, veja a beleza que ele está vendo. E, como ele diz *Vão passando os anos e eu não te perdirei meu trabalho é te trazer*, em *Trilhos Urbanos*, de suas reminiscências de infância.

O *Vampiro*, de Jorge Mautner, ganha uma ótima interpretação, sem perder o estilo peculiaríssimo do autor, e a mulher é homenageada em *Elegia* (P. Cavalcante-A. Campos), de uma elegia extraída de um poema de John Donne (séc. XVII). Mais poesia ainda, só em *Lua de São Jorge*.

Um único senão: falta aprimoramento



aos arranjos. Mesmo se auto-produzindo, Cai merecia mais.

O inverno do meu tempo
Elizeth — Som Livre

Se Elizeth Cardoso tem a segura proptência de alguns monstros sagrados de nossa música, um mérito maior ela sem dúvida tem: não resolveu salvar o samba agora e sempre cantou genuína música nossa.

O *inverno do meu tempo* é um trabalho calmo e coerente, com bons arranjos e interpretações seguras de Elizeth. Entre as músicas, dois destaque especiais: *Mulata Fafeira*, cantada em parceria com João Nogueira, e *Nos Tempos dos quintais*, de Sivuca e Paulinho Tapajós.

Sorriso de Criança
Dona Ivone Lara — Odeon

Sorriso de criança é o segundo LP de Dona Ivone "Sonho Meu" Lara. Samba puro, gostoso, calmo e vibrante é o componente básico, valorizado pelas cristalinas interpretações de Dona Ivone e pelas orquestrações de Maestro Nelsinho e Rosinha de Valença.

Entre boas músicas, novas ou não, mas desconhecidas do público, um brinde um pupuri de músicas suas que já foram sucesso, como *Sonho Meu*, *Tié*, *Liberdade*, *Acreditar* e *Andei pra Curimã*.

Você é um bom sujeito? Gosta de samba? Então confie e ouça.

Coisas da Vida
Roberto Ribeiro — Odeon

Entre sambas bem clássicos, outros



com um arzinho até meio antigo, passando por Gonzaguinha, até o sucesso *Está Fazendo uma Coisa em Mim*. Roberto Ribeiro nos desfilia suas qualidades de cantor firme e correto, com um timbre de voz muito agradável.

Músicos de peso, como Manoel da Conceição (violão) e Wilson das Neves (bateria), entre outros, mostram o cuidado com que esse trabalho foi feito. Vale a pena.

Antologia
Ferreira Gullar — Som Livre

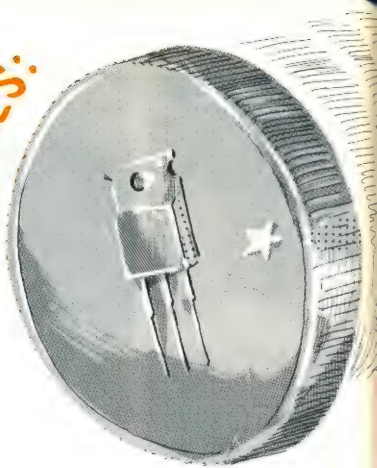
Quantos poetas tem a oportunidade de apresentar, eles mesmos, sua obra em disco, e ainda com fundo musical de Egberto Gismonti? Ferreira Gullar foi o contemplado, neste lançamento inédito da Som Livre.

Num álbum duplo, Gullar desfilia poemas de dois livros seus, *Dentro da Noite Veloz* e *Luta Corporal*, intercalados por alguns contos e depoimentos dele próprio. Em uma dessas "pausas", ele diz não se conformar com a poesia desvinculada da realidade, feita apenas como um exercício de uma habilidade. E dá provas disso nestes dois LPs, pelos temas que aborda.

Apesar da boa ideia da poesia falada, mais popularizada, com o próprio autor interpretando sua obra, era preciso não descurar da poesia escrita. Sentimos a falta da parte impressa da obra, pois o poema escrito nos dá a visão de conjunto, de simultaneidade que falta ao poema falado.

VÁLVULAS E TRANSISTORES:

*duas faces da
mesma moeda*

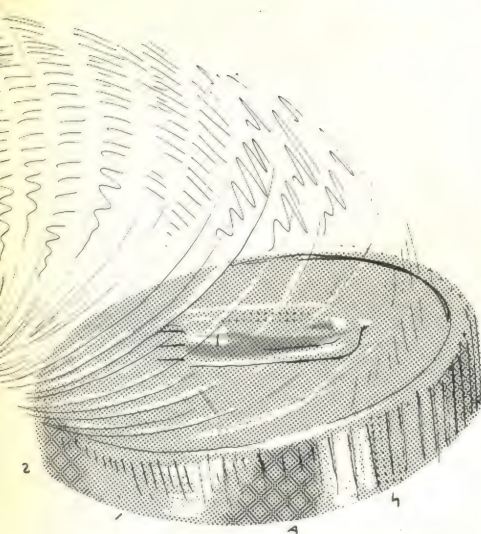


Alexander MacLean HA2SDJ NNNNUXVB

Vivemos tempos em que duas gerações de profissionais em eletrônica convivem: os da geração anterior à invenção do transistor e os da geração posterior a esse marco. Os profissionais da geração mais antiga sofreram um grande impacto quando da substituição velocíssima das válvulas pelos transistores nos circuitos eletrônicos. Embora o funcionamento de um transistor seja absolutamente análogo ao funcionamento de uma válvula, muitos técnicos e engenheiros adquiriram uma não disfarçada repulsa a tudo que se referisse a circuitos transistorizados.

Não foi apenas o medo do desconhecido o causador dessa repulsa. Os fabricantes de transistores, interessados na venda de seus produtos, começaram a mascarar as similaridades existentes entre as válvulas e os transistores a ponto de transformarem o transistor num bicho de sete cabeças.

O Sr. Alexander MacLean, autor deste artigo, é um rádio-amador que viveu nessa fase de transição da válvula para o transistor. A análise que ele faz desse período é valiosa para quem ainda tem aversão pelos transistores.



tabilidade do que anteriormente. Quer dizer, isto num circuito bem projetado, pois num circuito mal projetado nada disso funcionaria bem. Era, contudo, alguma coisa nova. Mas é bom lembrar que, a despeito da inovação, estes triodos podiam fazer tudo que as válvulas faziam. Enfim, era apenas um incremento. Porém, para vender as novas válvulas, eles tiveram de destruir as antigas. Muito foi dito e escrito sobre as deficiências da utilização dos triodos, mas o fato é que existem diversas aplicações em que é ainda melhor usar um válvula de triodo, que foi também aperfeiçoada ao longo dos anos. Entretanto, a má fama dos triodos permaneceu, e isso é importante para nossa narrativa. A razão será explicada mais tarde, mas é necessário agora parar um pouco para falar sobre a polarização.

O triodo amplificava, assim como as válvulas posteriores. A gente põe um pequeno sinal em um dos lados e sai um grande sinal do outro. Maravilhoso! Porém, existem alguns pequenos problemas.

Idealmente, torna-se desejável uma relação clara entre a saída e a entrada. Por exemplo, se o ganho de estágio era 100 então uma entrada de 0,1 volt deveria dar uma saída de 10 volts, e uma entrada de 0,2 volt uma saída de 20 e assim por diante. Infelizmente a coisa não funcionou bem assim. A razão entre a entrada e saída não era uma linha reta. Era uma linha curva.

A fig. 3 mostra o problema. As grades da maioria das válvulas devem ser negativas em relação ao filamento (ou catodo), e existe apenas uma pequena área em que a relação é linear. No ponto -1, a válvula se desliga, e no outro extremo ela retira sua corrente máxima (ponto de saturação), geralmente arruinando a válvula. A parte central da linha é a chamada porção "linear" da curva. Esta é a parte utilizável. E preciso colocar o sinal de entrada no lugar onde for desejável nesta linha.

Bem, e agora, onde estabelecer o ponto na linha? Isto é feito com a "polarização". Polarização é uma tensão fixa introduzida na válvula, independente do sinal, para estabelecer o ponto de referência na curva de resposta da válvula, ao redor do qual o sinal deverá variar.

Alguns circuitos empregam uma tensão de polarização na grade, como na fig. 4. Entretanto, o que estamos realmente falando é sobre dois elementos da válvula. Pode-se tanto

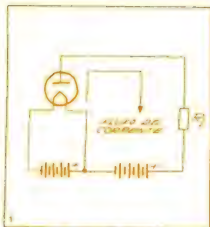
Existe uma razão para todo esse mistério que cerca as válvulas e os transistores, apesar desta ser raramente mencionada nos círculos eletrônicos. Não há nenhum pronunciamento oficial a respeito, mas para efeito deste artigo, vamos chamar este fenômeno de "fator embuste", que é a forma pela qual a indústria eletrônica fez questão de tornar a compreensão do fenômeno mais difícil, por razões não eletrônicas.

Para explicar este fenômeno será necessário retroceder no tempo e esboçar um pouco da história da eletrônica. No início era o efeito Edison, que recebeu este nome em homenagem ao Sr. Edison, o primeiro a perceber o efeito. E o que ele percebeu foi que depois de um certo tempo sua lâmpada era escurecida por alguma coisa, o que foi considerado como algo provocado por elétrons liberados pelo filamento da lâmpada. Algum tempo depois, este fenômeno levou até a válvula de Fleming,

que consistia de um filamento e uma placa de metal separada, o anodo. A corrente fluiria do filamento para o anodo, como mostrado na fig. 1. Isto é o retificador de válvula básico, detector ou diodo. RL limita a corrente no circuito, caso contrário o diodo "puxaria" demais e seria destruído.

Coube a DeForest o crédito de ter acrescentado um terceiro elemento à válvula, a grade, que podia controlar o fluxo de corrente entre o filamento e o anodo. Isso veio criar o triodo básico da fig. 2, e é a base para a maior parte dos circuitos eletrônicos empregados atualmente. Até então era possível fazer com que o diodo amplificasse, mas a capacidade de amplificação do triodo foi a chave de todos os acontecimentos.

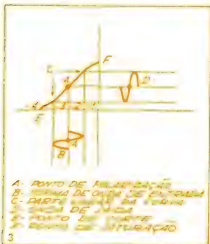
Algum tempo depois, outros elementos foram acrescentados à válvula para incrementar sua capacidade. As grades supressora e auxiliar e o catodo aquecido indiretamente permitiram um maior ganho e mais es-



VÁLVULA DE FLEMING (DÍODO)

fazer a grade negativa ou fazer o catodo mais positivo do que a grade, como na fig. 5(a). Isto poderia ser feito com uma tensão real fixa, ou o tubo pode ser "auto" polarizado. A fig. 5(b) mostra um resistor de catodo e um capacitor. O resistor eleva o catodo acima do potencial terra, tornando-o mais positivo do que a grade, e o capacitor passa variações de sinal no redor do resistor de maneira que a polarização permanece constante. Esta é uma das formas mais comuns de polarização de válvulas em uso. É possível encontrá-las em diversos estágios de receptores e em inúmeras partes de um transmissor.

Uma das coisas mais difíceis de ser compreendida a respeito da polarização é que parecem existir diversos tipos. Existem mesmo, mas isso é simples quando compreendido. Existem três tipos básicos de polarização empregados — classe A, classe B e classe C —, e uma sub-



POLARIZAÇÃO EM CLASSE A

classificação comumente empregada.

A fig. 3 mostra uma polarização classe A. Isso significa que a válvula está polarizada para o centro da parte mais linear de sua curva. A forma de onda de saída é a mais precisa possível. Quando polarizada até este ponto, a válvula puxará também corrente todo o tempo, mesmo que não haja nenhum sinal presente. Esta não é a maneira mais eficiente de se usar uma válvula, porém produz a saída menos distorcida possível, e é geralmente empregada em níveis baixos e rf.

Se a válvula for polarizada de maneira a descansar à direita do ponto de corte, nenhuma corrente fluirá pelo sistema. Isso seria a classe B, como mostrada na fig. 6A. Muitos amplificadores de potência de áudio usam esta polarização com duas válvulas em contrafase. Cada válvula tira uma metade do sinal de entrada, de maneira que a saída é ainda uma fiel

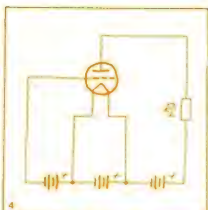


VÁLVULA TRIODO

restituição da entrada. Assim, uma porção maior da potência utilizada aparece como saída ao invés de ser simplesmente dissipada pela válvula na forma de calor.

Isto é feito normalmente em muitas seções moduladoras de transmissores AM à válvula. Geralmente usa-se uma única válvula de classe B como estágio de amplificador de potência rf, que apresenta um baixo consumo, a maior parte apenas uma tensão de sinal, com bom ganho de potência. Para rf, ou mesmo para pequenos amplificadores de áudio, este é ainda considerado como um amplificador linear. A saída é proporcional à entrada, e a distorção de saída é mínima.

Um amplificador polarizado além do ponto de corte seria considerado classe C, e tem de ser levado ao estado de condução. (fig. 6B). Entretanto, a saída disponível e mais alta do que no caso das outras duas, e representa uma maior eficiência da

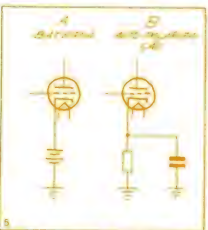


TENSÕES DE POLARIZAÇÃO DO TRIODO

válvula. Infelizmente, a onda de saída é distorcida e não linear. A saída é na verdade apenas um dos picos do sinal de entrada, e não serve absolutamente para amplificação linear, de áudio ou para um sinal rf.

A classe C é o estágio de saída preferido para um transmissor CW ou FM. O efeito de volante de um circuito sintonizado suaviza a forma de onda, obtendo-se assim um bom sinal de saída.

Existe uma maneira comum de se derivar a tensão de polarização para operação classe C que pode não ser facilmente reconhecida como tal. É a polarização de escape por grade, muito comum em circuitos osciladores, como os empregados nos receptores regeneradores e estágios de pequenos amplificadores rf de potência. A fig. 7A mostra o que acontece. A classe C é não linear, uma distorção do sinal, mas a tensão do sinal de entrada é também retificada pela ação combinada

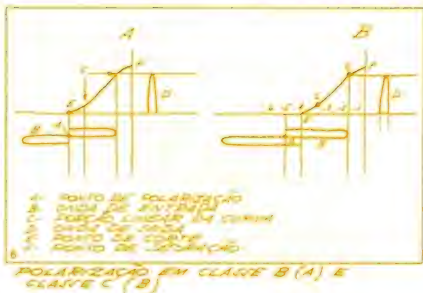


POLARIZAÇÃO POR CATODO

de grade e catodo. Isto produz um potencial cc através da resistência que é suavizado pela capacitância do circuito. Como as exigências de corrente são muito pequenas, isto é suficiente para polarizar a válvula.

Mas existe um problema: é necessário uma tensão de entrada para se conseguir a polarização. Se a tensão de entrada ou excitação fosse interrompida num estágio como um amplificador rf de potência, este perderia sua polarização e puxaria muita corrente. É por isso que este processo é usado apenas com transistores simples. Um amplificador de alta potência teria alguma forma de polarização protetora ou um circuito de corte para proteger a válvula. Com transistores, se a polarização for cortada, o transistor é também cortado, o que geralmente não chega a ser um problema. (Isso com o tipo bipolar normal).

Uma subclasse comum de polarização é a classe AB. Isto significa um estágio classe B que é polarizado em direção ao corte, mas não o tempo todo. Isso suaviza o ponto de "crossover" no circuito de contrafase ("push-pull"), e também funciona melhor com o amplificador de uma válvula. Este puxa alguma corrente



quando não há sinal, mas incrementa a linearidade do amplificador.

Vamos recordar. A classe A é polarizada até o ponto médio da porção linear da curva da válvula, puxa corrente o tempo todo, amplifica todo o sinal de entrada com um mínimo de distorção e é a maneira menos eficiente de se usar a potência.

A classe B é polarizada até o

ponto de corte da curva da válvula, puxa corrente apenas quando existe um sinal, amplifica apenas parte do sinal de entrada por válvula (metade), tem uma saída proporcional à entrada e é considerada como um amplificador linear. Também é a maneira mais eficiente de se usar a potência.

A classe C é polarizada do ponto

POWER METER

Resposta rápida e indicação precisa da potência de saída de qualquer equipamento de som. Essa é a função do POWER METER. Um kit que populariza o sofisticado implemento presente apenas nos mais modernos aparelhos de áudio: a visualização do nível da saída numa escala de LEDs.

Oferecido em duas versões, mono e estéreo, ele apresenta várias faixas para medição da potência, do mínimo de 40 mW ao máximo de 480 W (RMS). Para isso ocupa um tempo de resposta inferior a 50 ms e uma resposta em frequência de 0 Hz a 1 MHz (-dB).





POLARIZAÇÃO POR CORTA REMOTO DE GRIDE

de corte, só puxa corrente e tem saída quando acionada em condução, amplifica uma porção menor do sinal de entrada (menos da metade), tem a saída maior e mais distorcida, e não é considerada um amplificador linear. E o mais eficiente aproveitamento de potência.

A classe AB é uma variação do amplificador de classe B não totalmente polarizado até o corte. Puxa alguma corrente o tempo todo, é mais eficiente do que a classe A, porém menos do que a classe B, e apresenta menos distorção do que a mesma.

Isso no que diz respeito à classe de polarização. Existe, contudo, outra coisa sobre polarização de válvulas que deve ser mencionada. A maioria das válvulas deverá entrar no corte com uma polarização negativa suficiente.

Existe, entretanto, um tipo de válvula projetada de maneira a não entrar em corte em funcionamento. É a válvula de corte remoto (fig. 8), e foi projetada para estágios como de amplificadores rf e fi onde for necessária uma ação avc (automatic volume control — controle automático de volume). Um sinal forte polarizaria uma válvula normal até o corte e o aparelho ficaria mudo. A válvula de corte remoto não corta; ela simplesmente continua a reduzir o ganho. A rigor isto não é uma classe de polarização, mas tem uma estranha curva característica.

Agora chegamos aos transistores, e é aqui que começam os nossos problemas. Aqui mais uma vez surge o fator embuste.

O transistor era um triodo, nada mais do que isso. Além do que, era um triodo com todos os problemas apresentados por uma válvula triodo e mais alguns que as válvulas jamais imaginaram. Na verdade era um brinquedo novo que tinha de ser vendido e empregou-se um bocadinho de esforço para que parecesse com qualquer coisa menos com um triodo.

Todas as desvantagens que os fabricantes apontaram nos triodos voltaram para assombrá-los. E começaram a aplicar os outros triodos em todos os usos em que até então empregavam-se válvulas de multi-elementos.

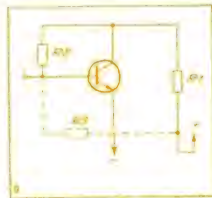
Mas havia alguns problemas. Num circuito bem projetado, um transmissor pode ser um elemento confiável do circuito, porém muitos desses circuitos não eram bem projetados, e pioravam com o uso. Isso fez com que os transistores ganhassem uma merecida má reputação. Os fabricantes haviam superestimado a confiabilidade dos transistores, e apressaram-se para produzir um grande número de circuitos transistorizados beirando os limites da tecnologia disponível. E para vendê-los, foi necessário um árduo trabalho para dissociação os transistores das válvulas, especialmente o triodo. Assim, foi feito tudo o possível, novos termos foram elaborados, e até mesmo novas maneiras de esquematização, de modo a fazer com que os esquemas de transistores tivessem em geral elementos de circuitos em posições diferentes de um esquema de válvulas. Tudo isso fez com que se relevasse um fato simples: existem muito mais semelhanças do que diferenças entre as válvulas e os transistores. Será necessário dizer mais algumas coisas sobre as válvulas antes de fechar nossa argumentação, pois apesar destes dois elementos serem simplesmente as faces opostas da mesma moeda, inúmeros fatores foram deliberadamente omitidos para aumentar o vazio entre elas.

Até algum tempo atrás pensava-se que a grade da válvula não puxasse corrente, especialmente no estágio de amplificador classe A, nos primeiros estágios regenerativos e

outros. Uma das teorias afirmava que a polarização era uma carga estática, uma diferença de potencial nos polos de uma bateria (que geralmente alimentava a tensão de polarização). Enquanto a tensão aparecia como uma carga estática nos polos da bateria e nos elementos da válvula, nenhuma corrente fluía. Neste sentido, não se podia dizer que era um circuito completo.

Entretanto, se a Corte Suprema não considerou a Lei de Ohm como algo institucional, as grades puxam corrente. Todas as grades puxam corrente. O problema era que a resistência da grade podia ser de vários milhões de Ohms, e a tensão, de apenas uns poucos volts. A corrente era tão pequena que não poderia ser medida sem prejudicar o circuito.

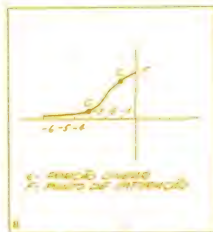
Muito já foi dito para colocar as válvulas como dispositivos operados a tensão e para situar os transistores como operados por corrente.



POLARIZAÇÃO SIMPLES B1 TRANSISTOR

como se houvesse alguma diferença entre essas duas coisas. Bah! Existe tanto tensão quanto corrente fluindo em ambos. Não se pode ter um sem ter o outro, e não importa o quanto digam a respeito. Onde está então o grande problema? Na verdade é tudo uma questão de impedância e vocabulário, e agora precisaremos empregar os termos impedância e resistência de maneira intercambiável, pois estamos tratando tanto de tensões cc estáticas como de tensões de sinal.

Falar-se de circuitos de válvulas como operados por tensão e de circuitos de transistores operados por corrente é só uma questão de convenção por causa da resistência envolvida. Por uma questão de conveniência, vamos pensar nisso como uma quantidade de potência, ainda que pequena. O circuito da válvula tem uma resistência alta. O sinal é de tensão mais alta, o que significa



CURVA CARACTERÍSTICA DE CORTA REMOTO B1 VÁLVULA

que a corrente será muito pequena. O sinal equivalente num transistor se verifica sobre uma resistência mais baixa, o que significa que a tensão nele será menor, mas a corrente será maior.

Todos lá viram isso com as antenas. Um fio alimentado pela extremidade é um ponto de alta impedância, o que significa um ponto de alta tensão mas de baixa corrente. Um dipolo é um ponto de alimentação de baixa impedância, o que significa uma tensão mais baixa mas uma corrente alta. É o mesmo com válvulas e transistores. É apenas uma questão de conveniência, quando falamos de transferência de sinal. Existe tensão e corrente, ambas associadas com os dois circuitos.

Vocês também verão fontes de sinal referidas como fonte de corrente ou de tensão. É a mesma coisa. A fonte de tensão terá impedância mais alta, e a fonte de corrente será mais baixa.

Agora chegamos à questão da polarização do transistor. As classes de polarização são as mesmas para válvulas e transistores, e as definições são verdadeiras para os dois também. O transistor tem também uma porção linear de sua curva de "transferência de corrente", e um ponto de corte. Porém, é preciso fazer uma distinção. Aqui nós estamos falando de transistores normais bipolares, não dos transistores do tipo efeito de campo de que falaremos mais adiante.

Apesar de as classes de polarização serem as mesmas, elas foram desenvolvidas de uma maneira ligeiramente diferente. Apesar de o transistor ser apenas a outra face da mesma moeda que contém a válvula, de uma certa forma ele se comporta de maneira exatamente oposta à válvula.

Se olharmos para a curva da válvua, vamos notar que quando uma válvua recebe zero de polarização, ela puxará o máximo de corrente, o que pode não ser muito saudável. O transistor é exatamente o oposto. Sem polarização, o transistor apenas entrará em corte. O truque é como polarizá-lo.

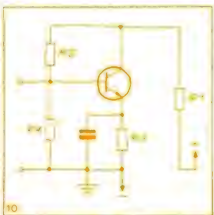
Examinemos o circuito na fig. 9. O resistor R_1 é a resistência da carga para o transistor. Ela tem a mesma função da resistência de carga da válvua (RL). R_2 e R_3 são maneiras diferentes de se introduzir polarização no transistor. R_2 é uma das maneiras mais estáveis de se fazer isso. Os transistores tendem a ter alguns maus hábitos. O

desvio térmico é um deles. Quando se aquece, um transistor puxa mais corrente, fica mais quente, puxa ainda mais corrente e pfffff....

Cada um dos resistores permitirá a uma certa quantidade de corrente de polarização fluir no circuito base, que é como o transistor fica polarizado.

R_2 recebe a corrente do resistor do coletor. Se o estágio puxar mais corrente, a tensão cai e a corrente cai através de R_2 , ajudando a estabilizar a corrente do coletor. Isto é um circuito simplificado, mas poderia funcionar como um amplificador simples.

A fig. 10 mostra mais alguns resistores. R_3 é o resistor de emissor que normalmente aparece com um capacitor em paralelo. Ele tem também um efeito estabilizante sobre o estágio. Geralmente seu valor é semelhante a inúmeros estágios de válvulas de pequeno sinal, apesar de



DISPOSIÇÃO NORMAL DE POLARIZAÇÃO DE TRANSISTOR

não ser exatamente o equivalente ao resistor do catodo. R_4 é algo como uma carga sobre a grade, mas ajuda também a estabilizar o estágio. Seu valor está geralmente na faixa de um décimo do valor de R_2 .

Agora chegamos ao jogo dos nomes que as pessoas costumam jogar. Com a válvua recente, temos o catodo, a grade e o anodo, ou "placa". Os diodos há muito tinham um catodo e um anodo, mas quando os transistores foram inventados os fabricantes tiveram de pensar em alguns novos nomes, e saíram com emissores, base e coletores. Isso não chega a ser muito ruim, é apenas um pouco sofisticado demais.

Depois vieram os transistores de efeito de campo (FETs). Estes são os que pensam ser válvulas. E novamente estamos às voltas com operação por tensão. Além disso, os fabri-

cantes quiseram dissociação estes novos transistores dos terríveis transistores antigos, que tantos problemas apresentavam.

Os FETs são comparados às válvulas por que são dispositivos de impedância relativamente alta, mais semelhantes a válvulas do que a transistores. O termo "efeito de campo" é empregado porque se refere ao campo da tensão de sinal de entrada que faz com que funcionem. Esses transistores parecem muito mais com válvulas do que com transistores bipolares. Os fabricantes jamais concordariam em usar os mesmos nomes para o seu novo brinquedo, e por isso vieram com supridouro, porta e dreno. Quanta imaginação!

Na verdade nós temos ainda as mesmas classes de polarização possíveis, e a polarização é conseguida com os FETs da mesma forma que com válvulas.

Existem aplicações com algumas válvulas e FETs que não usam uma polarização externa. São estágios amplificadores de pequenos sinais. A alta resistência de carga habitual limita a corrente, assim como fornece a carga. O minúsculo sinal de entrada do estágio localiza-se numa porção linear da curva sobre um curto distância. Mesmo assim, a válvua fornece também uma pequena quantidade de auto-polarização.

Tudo isso nos traz de volta ao começo. O transistor é apenas outro tipo de triodo. Polarização de válvulas e transistores fazem o mesmo trabalho, pela mesma razão. Eles simplesmente fazem isso de uma maneira um pouco diferente.

Uma válvua é polarizada aplicando-se uma tensão negativa na grade, ou fazendo o catodo mais positivo do que a grade.

Um transistor (normal) bipolar é polarizado aplicando-se uma pequena corrente à base, ou polarizando o emissor com relação à base.

Um FET é polarizado mais ou menos da mesma forma que uma válvua. A tensão e a corrente serão menores, entretanto.

O FET tanto polariza a porta negativamente como a fonte positivamente, com relação à porta, se do tipo N, ou o reverso, se for de tipo P.

Mesmo que esta nota discussão tenha sido um tanto limitada quanto aos números e aplicações práticas, ela deverá ajudar a entender melhor as detalhadas descrições da teoria das válvulas e transistores; ou seja, pode ser uma boa estrutura onde "pendurar" mais alguns detalhes.



Quebre menos a cabeça com a manutenção de aparelhos digitais

Quantos técnicos, engenheiros e aficionados da eletrônica não perdem noites e noites de sono por causa de defeitos que aparecem nos aparelhos digitais. Alguns deles podem ser facilmente encontrados com o conhecimento prévio de certos "macetes". Outros dependem da manipulação dos instrumentos de teste e da necessidade de organizar o raciocínio para não se perder num "labirinto" de fios e circuitos integrados. Este artigo discute em linhas gerais os instrumentos de teste no domínio dos dados digitalizados e analisa, com um exemplo prático, os defeitos mais comuns. Se você estiver vivendo esse problema de insônia, leia este artigo e poderá, assim, evitar uma úlcera ou uma calvície precoce. Pense também na sua saúde.

Antes de "atacar" as técnicas de reparos de aparelhos digitalizados, é conveniente uma análise dos equipamentos de teste usados mundialmente para esses fins. Podemos dividir esses equipamentos em dois grupos: os

tradicionais e os especiais. Na categoria dos tradicionais incluem-se aqueles usados para manutenção em todos os campos da eletrônica: multimetros, osciloscópios, testadores de dispositivos semicondutores (diodos e tran-

sistores), etc.

Desses instrumentos apenas o multimetro e o osciloscópio são de efetiva valia para as tarefas de reparo de circuitos digitais. E, mesmo assim, exige-se um certo grau de confiabili-

de nas leituras de cada aparelho desse tipo. Os osciloscópios mais antigos, que não possuem sincronismo de varredura nem calibração de nível, são praticamente inúteis, já que os circuitos lógicos trabalham com faixas bem definidas de tensão.

A maioria dos circuitos digitais não pode ser interpretada como diagramas de bloco em cascata (como é comumente feito no campo das telecomunicações) porque as malhas de realimentação são muitas e muito complexas, ou seja, uma alteração de estado num ponto do circuito pode acarretar mudanças em vários pontos do mesmo circuito. É por isso que os osciloscópios mais indicados para reparos de circuitos lógicos são os multi-feixes, que permitem a análise de vários pontos simultaneamente.

Em se tratando da análise dos níveis lógicos, o importante não é saber o valor absoluto da tensão num determinado ponto e sim em que faixa ele se encontra. Para todas as famílias lógicas existe uma faixa de valores de tensão que corresponde ao nível lógico 0 e outra corresponde ao nível lógico 1. Na lógica TTL, por exemplo, se a tensão for menor que 0,4 v, o estado lógico do ponto observado será 0; se for maior que 2,4 v, o estado lógico será 1. Existe uma outra situação possível: a tensão de um determinado ponto se encontra entre 0,4 v e 2,4 v. Nesse caso não há nível lógico correspondente e costuma-se chamar esses pontos de *indefinidos* para efeitos de manipulação lógica. Portanto, quando você estiver usando um osciloscópio, todos os dados devem ser checados para saber se correspondem a algum nível válido (0 ou 1).

Considerando que um circuito integrado normal possui 16 pinos, o uso de osciloscópios para a análise de dados lógicos é pouco prático (principalmente se o aparelho for mono-feixe ou duplo-feixe). A partir desse problema de praticidade dos equipamentos de manutenção tradicionais, começaram a surgir circuitos especiais que simplificam a tarefa de verificação. Os primeiros a surgirem foram a garra lógica e o provador lógico.

A garra lógica é um dispositivo capaz de testar todos os terminais de um circuito integrado simultaneamente. É constituída de um "grampo" que se encaixa perfeitamente no integrado em teste e um certo número de LEDs que indicam o estado de cada terminal. Existem garras lógicas para integrados de 16 pinos, 24 pinos, etc. Cada uma com o número de LEDs igual ao de pinos.

Na revista Nova Eletrônica n.º 2 você pode encontrar uma explicação detalhada de como funcionam as garras lógicas no artigo kit Prenoprobe. Infelizmente esse kit já saiu de linha, mas a

Estado Lógico	DTL/TTL	HTL/MOS
"1" led aceso	$2,25 \pm 0,015 \text{ v}$	70% da tensão
"0" led apagado	$0,80 \pm 0,010 \text{ v}$	30% da tensão de alimentação

chapa do circuito impresso ainda pode ser encontrado na Filcores.

A ponta de prova lógica tem a aparência de uma caneta, com alguns LEDs e interruptores. É um dispositivo de teste ponto a ponto que fornece, além dos níveis estáticos 0 e 1, visualização de sinais pulsantes. Algumas pontas de prova mais sofisticadas possuem alargadores de pulso a base de monoestáveis com a finalidade de detetar pulsos extremamente curtos. Outra exigência que deve ser imposta aos provadores lógicos é a de possuírem alta impedância (geralmente maior que 100 kOhms).

A figura 1 mostra o desempenho da ponta de prova da CSC (Continental Specialties Corp.) para as várias famílias lógicas. Esse aparelho consegue detetar pulsos de até 50 ns de duração. Observe que esses dois aparelhos, a ponta de prova lógica e a garra, não necessitam de calibração, o que já é uma grande simplificação de trabalho.

As pontas de prova lógicas funcionam com uma tensão de referência: a tensão de fonte. As pontas de prova têm 3 terminais: um teste e os outros dois ligados à fonte. Portanto, antes de usar a ponta de prova lógica deve-se certificar de que a tensão de alimentação dos integrados se encontra num nível satisfatório. Algumas pontas de prova possuem apenas um LED indicador (0 corresponde ao LED apagado e 1 corresponde ao LED aceso). Outras podem ter duas ou mais lâmpadas indicadoras (0 para uma lâmpada, 1 para outra e, eventualmente, uma lâmpada detetora de pulsos de duração curta).

Tanto as garras lógicas quanto as pontas de prova são indicadores de leitura visual. A utilidade desses dispositivos está intimamente ligada à faixa de frequências que o olho humano consegue perceber. Uma garra lógica, por exemplo, não causaria a presença de pulsos de menos de 50 ms de duração (excetuando-se os circuitos adaptados com multivibradores que alargam o pulso). Portanto, só há duas maneiras de usar esses dois instrumentos: a primeira é com a operação numa frequência de clock bem reduzida, e a segunda é mantendo a frequência de clock inalterada e analisando pontos que comutam raramente como os dígitos mais significativos de um contador ou os terminais *reset* e *preset* de um re-

gistrador de deslocamento.

No entanto, quando a frequência de clock é alterada, o circuito tende a se comportar de maneira diferente. Certos problemas que surgem nas altas frequências desaparecem com esse procedimento. Um problema muito comum de acontecer com circuitos integrados, que é o aumento abusivo do tempo de propagação de um pulso, é imperceptível com frequências baixas.

Esses problemas levaram ao desenvolvimento de dois outros instrumentos: o comparador lógico e o analisador lógico.

O comparador lógico é constituído de uma garra, um conjunto de 16 LEDs e um soquete em que é colocado um CI de referência. A função do comparador lógico é a de comparar o funcionamento do CI em teste com o de referência. Seu aspecto físico é bem parecido com o de uma garra lógica; aliás, num dos seus dois modos de operação, o comparador é realmente usado como uma garra. Nesse caso não se coloca o integrado de referência no soquete, apenas conecta-se a garra ao CI em teste e o conjunto de LEDs indicará o estado de cada pino. A segunda possibilidade de uso do comparador lógico, quando é efetivamente útil, é conectando um CI de referência (um que você acredite que esteja em bom estado) e o de teste na garra. O circuito compara os sinais correspondentes dos pinos dos dois integrados e deteta eventuais falhas no visor de LEDs.

Desde que se assumia que o integrado de referência esteja em bom estado, qualquer falha detetada se encontra no integrado em teste, que nesse caso deve ser substituído.

O comparador lógico funciona bem dentro de uma determinada família de CIs, ou seja, pode comparar dois integrados TTL, ou CMOS, conforme o comparador. Porém, há uma grande variedade de integrados que possuem dados de entrada digitais e saídas não digitais; ou dados de entradas não digitais e saídas digitais. Quando os integrados forem desse tipo, o comparador costuma ficar maluco.

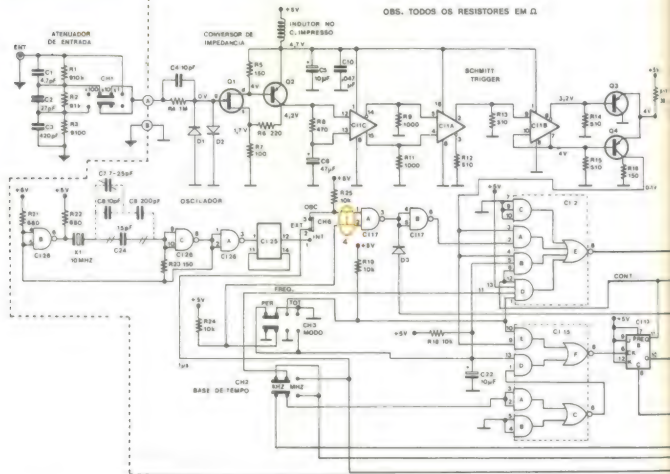
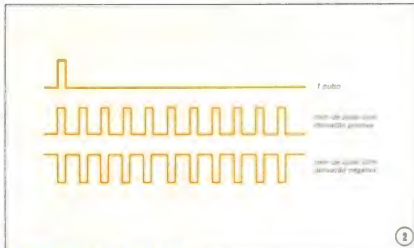
O analisador lógico é provavelmente o mais útil de todos os instrumentos de teste do reino digital. Tem a aparência de um osciloscópio. Na tela do tubo de raios catódicos podem aparecer

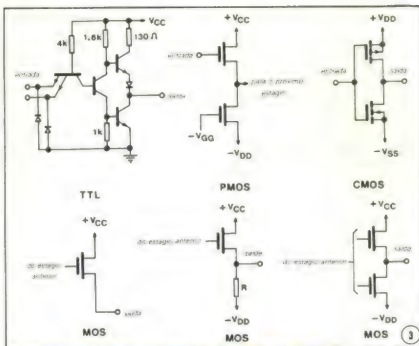


Fig. 2 - Teste manual de um ponto de teste

as formas de onda de vários pontos simultaneamente, ou os caracteres 0 e 1 divididos em grupos de quatro dígitos que representam as saídas das tabelas

verdade, ou uma sequência de dados de um bit. O analisador possui ainda o recurso de apresentar formas de onda com um pulso de marco (referência),



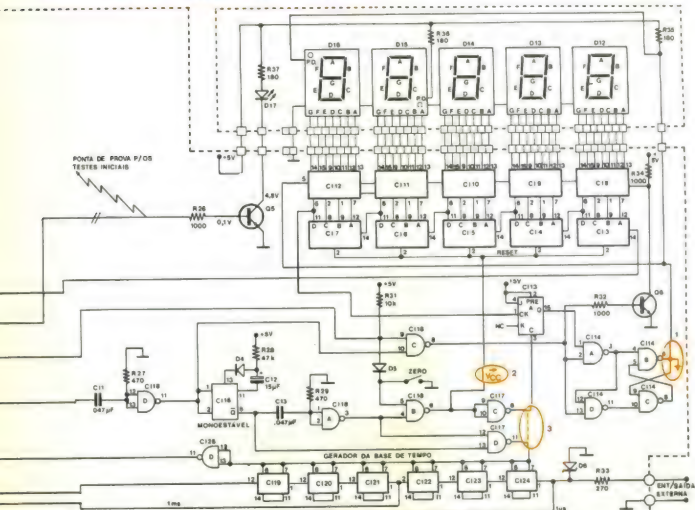


com acesso às informações anteriores e posteriores a esse pulso.

O analisador lógico, portanto, pode não só dar acesso a vários pontos de um circuito para mapear seu funcionamento em relação ao tempo. Esse aspecto permite a detecção de componentes com falhas intermitentes.

Outro instrumento de valia é o injetor de sinais. Este não passa de um gerador de pulsos que pode fornecer um pulso na saída ou um trem de pulsos. Esse trem de pulsos pode ter derivação positiva ou negativa (veja a figura 2 que mostra as possibilidades de sinais de saída para um injetor). Não é apenas no campo da eletrônica digital que o injetor é útil, é também muito usado na manutenção de aparelhos de áudio e telecomunicações.

Digamos que um determinado CI esteja interrompendo a "marcha" dos sinais num circuito digital. Ocorre que devido à falha desse CI muitos outros deixam de ser alimentados por pulsos, dando a impressão de que são muitos os componentes defeituosos. Tendo o esquema na mão, você poderá proce-



der a manutenção da seguinte forma: da saída para a entrada, injete sinais em cada CI e com uma ponta de prova lógica observe o sinal de saída do mesmo CI; não acusando defeito, passe ao imediatamente anterior até que o componente "infrator" seja "expulso de campo".

Observe que a ação conjunta do injetor de sinais e da ponta de prova lógica é uma forma barata, eficiente e simples de detecção de falhas.

Os defeitos mais comuns dos aparelhos digitais

A manutenção de aparelhos digitais supõe o conhecimento de todos os CIs que os compõem. Para isso, basta ter os manuais à mão e paciência para entender como funciona o integrado e qual a forma de onda ou sequência de dados esperada em cada pino. Só assim você poderá ter noção do que está acontecendo e ter base suficiente para saber se o nível lógico de um determinado ponto está ou não correto.

Outro dado importante é saber como são as entradas e saídas dos circuitos integrados. Geralmente, uma família lógica apresenta sempre o mesmo tipo de circuito de entrada ou saída. Observe a figura 3, lá estão os circuitos de entrada e saída para as lógicas TTL, CMOS e MOS.

A Manutenção de Aparelhos Digitais

O que fizemos até agora foi uma breve descrição dos aparelhos de teste utilizados no campo da eletrônica digital. É claro que não é preciso tê-los todos à mão para levar a frente uma tarefa de reparo. Existem circuitos mais simples que com uma ponta de prova e um injetor de sinais podem ser consertados. A manutenção de sistemas mais complexos, como microcomputadores, já exige um certo preparo do técnico envolvido e um domínio na utilização de todos os instrumentos de teste.

Se fizermos uma estatística dos defeitos mais comuns, veremos que cerca de 90% são devidos a falhas de construção e projeto dos aparelhos e apenas 10% são devidos a componentes (circuitos integrados) defeituosos. No entanto, um aparelho que já tenha comprovado seu desempenho num longo período de uso e depois venha a apresentar algum defeito, o mais provável é que esse defeito seja causado por algum circuito integrado defeituoso.

Normalmente as falhas dos circuitos lógicos são comuns a todos as famílias de CIs (TTL, MOS, CMOS). Alguns defeitos são mais comuns numa enquanto outros são mais comuns noutra. Podemos dizer que certa família de circuitos integrados tem propensão a um determinado defeito. Por exemplo, na lógica TTL existe grande

probabilidade das ligações curto e/curto ou apresentarem-se defeituosas.

Basicamente, há cinco tipos de defeitos possíveis: falhas da lógica interna, a entrada (ou saída) está em curto com a terra, a entrada ou (saída) está em curto com Vcc, a entrada (ou saída) está aberta, há um curto-circuito entre dois ou mais pinos de um circuito integrado. O defeito na lógica interna é o que diz respeito a erros de projetos que forçam alguns circuitos integrados a se comportarem anormalmente. Geralmente esses defeitos são catastróficos para o funcionamento do aparelho e a manutenção depende de uma revisão no esquema elétrico do circuito.

O segundo e terceiro defeitos, curtos com a terra ou a fonte de alimentação, geralmente não causam disfunção grave do circuito, causam falhas intermitentes na maioria das vezes. O quarto caso, entradas ou saídas desconectadas, ocorre com o deslocamento do cobre no circuito impresso, deixando o ponto no ar. Para a lógica TTL esses pontos abertos equivalem ao nível lógico 1. Quando esse tipo de defeito ocorre próximo ao display de saída, os números lidos não se alteram nunca. O último defeito, dois ou mais pinos em curto, são os mais difíceis de detectar; nesse caso, o curto pode ser interno (dentro do integrado) ou externo (em alguma parte do circuito impresso). Suponha o caso em que duas saídas estão em curto e uma tende a apresentar um nível alto e outra tende a apresentar um nível baixo; nesse caso o circuito começa a drenar muita corrente e o resultado é que as duas saídas acabam apresentando um nível baixo (0 lógico). Então, quando os dados de saída concordam, o aparelho funciona normalmente, mas quando as saídas discordam, o defeito aparece. Outra forma de detectar esse defeito é observar se algum circuito integrado apresenta um aquecimento inusual. Contadores, registradores, memórias e portas lógicas geralmente não se aquecem, mesmo depois de longo período de funcionamento.

Consertando um aparelho

Quando você está doente e se apresenta a um médico, a primeira pergunta que ele faz é "o que é que você tem?". Com essa pergunta ele deseja relacionar certos sintomas com algumas doenças que ele conhece.

No campo dos aparelhos digitais, o procedimento a ser utilizado quando estes apresentarem defeitos, não é muito diferente. Normalmente os displays e os LEDs nos dão os sintomas da doença que o aparelho possui. Usando os controles e os mostradores do painel frontal do aparelho defeituoso é quase sempre possível isolar um grupo de CIs ou uma chapa de circuito impresso onde é mais provável se encontrar o defeito. Obtenha toda a informação escrita disponível para poder

acompanhar a marcha dos sinais digitais. Um bom manual pode dar muitas dicas de como chegar ao defeito.

Como exemplo de manutenção de um aparelho digital, vamos tomar o esquema frequencímetro digital NE-3052 (figura 4). Com base na leitura dos displays podemos relacionar os defeitos que ocorrerem.

Esse frequencímetro é um kit da Nova Eletrônica lançado nas revistas 19 e 20. Caso o leitor o tenha montado, terá aqui uma série de diagnósticos de eventuais disfunções do circuito.

O defeito assinalado com o número 1 é o exemplo de um pino de integrado entrar em curto com a terra. No caso trata-se do integrado 7400 (CI 14) que é constituído de 4 portas NE ligadas de modo a formar um flip-flop tipo D (de atraso), utilizado para armazenar a informação de excesso. O nível lógico existente no pino 1 do CI 14 será transferido ao pino 6, quando os pinos 2 e 13 estiverem no nível 1. O indicador de excesso acende quando o pino 6 estiver em nível 1. O sintoma para esse defeito é óbvio: a escala "estoura" e não há indicação de "overflow".

O defeito assinalado com o número 2 é semelhante ao anterior, só que neste caso o curto de um dos pinos do integrado se dá com a fonte (Vcc). O CI 18 também é um integrado 7400. No pino 5 desse integrado existe uma chave de zero, geralmente para o modo de operação TOTALIZA. Quando essa chave é acionada, o nível 0 injetado no pino 5 força o nível 1 no pino 6 que zera todos os integrados 7490 e no display só aparecem zeros. Se por acaso o pino 6 entrar em curto com Vcc, a única leitura possível no quadro de displays é zero (que é o sintoma desse defeito).

No caso nº 3 há um curto entre duas saídas do integrado CI 17, a porta CI 17 C serve para a operação do circuito no modo TOTALIZA que conta o número de pulsos injetados na entrada externa e a porta CI 17 D está ligada à base de tempo. Quando em alguma oportunidade a leitura nos displays não coincidir com o número de eventos que ocorreram na entrada externa, é bom desconfiar desse integrado ou verificar a existência de algum curto externo.

O defeito nº 4 é um curto entre duas entradas de um circuito integrado. Com essa falha, a propagação do sinal do oscilador é bloqueada e o circuito inteiro fica sem uma base de tempo. Nesse caso não há possibilidade de medições de frequência ou período. Os sintomas desse defeito são, portanto, "emudecimento" das leituras de frequência e período.

O outro defeito possível, falhas da lógica interna, só se manifesta no início da operação de um aparelho. Se o aparelho vem sendo usado a bastante tempo, essa possibilidade deve ser esquecida.

Conheça o circuito que atua como um diodo zener de potência

É largamente conhecida a propriedade que define o funcionamento e a utilidade de um diodo zener: a regulação. O zener mantém uma tensão fixa em seus terminais em diversas condições de funcionamento. No entanto, há um problema com esses componentes, não podem trabalhar em sistemas de potência um pouco mais elevada (normalmente os diodos zener não suportam altas correntes). Este artigo se propõe a descrever um circuito que possui as mesmas características de um diodo zener comum com a peculiaridade de ser especialmente projetado para atuar em sistemas de potência.

Ainda hoje o custo de um diodo zener de uma certa potência, digamos uns 50 watts, é consideravelmente elevado. Ocorre que frequentemente necessitamos de uma regulação de tensão em alta potência e, no caso, o meio mais simples seria através de um diodo zener. Comercialmente, os diodos zener de potência acima de uns 3 watts praticamente inexistem. E, portanto, um problema prático a resolver: como regular uma fonte de tensão que esteja drenando muita corrente?

O projeto que ora apresentamos é uma solução para esse problema. Sem uso de diodos zener de potência, o circuito consegue, por meio de um artifício, adaptar um zener comum para operar em alta potência (por volta dos 100 watts).

Uma questão, porém, não está ainda totalmente explicada. Um zener de 1 watt não custa mais que alguns poucos cruzeiros enquanto que, para componentes que ultrapassem essa faixa, o preço sobre assustadoramente, além de se situar na classe dos componentes profissionais. Acontece que não só a NASA faz uso desse tipo de diodo de potência; também os experimentadores amadores sente a necessidade deles. Em resumo: na prática os experimentadores estão constantemente precisando de um dispositivo que atue de forma análoga a um zener de potência e esse dispositivo não existe na praça.

Já que o mercado não atende a essa necessidade, o negócio é botar a cabeça pra funcionar e achar uma solução prática para o problema.

Princípio de funcionamento

Uma solução prática deve, além de atender à necessidade técnica de

operação análoga ao do diodo zener, deve também atender ao aspecto econômico, ou seja, tornar o preço do circuito regulador bem menor do que custaria um zener de potência profissional e importado.

Tomemos o transistor 2N3055, trata-se, sem dúvida, de um componente eficiente e barato. Nesse transistor, para que a corrente de coletor seja de 2 A, a corrente de base deve ser de 20 mA; isso porque o ganho em corrente (beta) do 2N3055 gira em torno de 100.

Isto significa que, operando em 50 volts, o 2N3055 trabalha sob 100 watts com uma corrente de base de 20 mA.

Consideremos agora as características de um diodo zener de 400 mw, o BZY 88, que custa alguns cruzeiros. Não há dúvidas de que esse componente conseguiria controlar uma linha operando a 20 mA. Nessa faixa de valores qualquer diodo zener opera bem e com segurança.

Da análise desses dois componentes surgiu a idéia de regular a tensão na entrada do transistor, de tal modo que a grande parcela da corrente não atravesse o zener.

Na figura 1, do lado esquerdo está o esquema elétrico que adapta um zener de baixa potência a uma linha de alta potência; do lado esquerdo está o esquema com um zener de potência (impraticável na maioria das vezes).

As aplicações práticas

Consideremos um circuito regulador montado com um diodo BZY88-05V6, com tensão de ruptura de 5,6 volts. O que acontecerá se ligarmos a uma fonte de 12 volts a entrada do circuito?

O zener entrará em condução e polarizará o transistor positivamente,

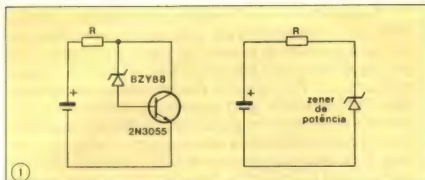
fazendo circular uma grande corrente pelo coletor. A tensão entre coletor e emissor do transistor pode ser escrita como a soma da tensão entre coletor e base e da tensão entre base e emissor. A tensão entre coletor e base é a própria tensão de ruptura do diodo zener que é constante (no caso, 5,6 volts) e a tensão entre base e emissor, para um transistor em condução, é também praticamente constante (gira em torno de 0,5 volts). Logo, a tensão entre coletor e emissor é uma soma de duas tensões que praticamente não variam com a variação da fonte de entrada; o que equivale a dizer que o transmissor está se comportando como um zener de potência.

Logicamente, não é necessário que o diodo seja sempre de 5,6 volts; pode ser de 6,0 volts, 6,8 volts, 8,2 volts e assim por diante, sempre levando em consideração a tensão que se deseja obter na saída.

Um aperfeiçoamento lógico deste circuito se encontra na figura 2. Para cada tensão de saída há um zener conectado entre um terminal comum e um terminal de acesso (A, B, C, D e E), todos os zener podem ser BZY88 com diversas tensões de ruptura. Por exemplo, diodos situados entre 5,6 volts e 12 volts de tensão de ruptura. Os capacitores C1 e C2 que podem ser vistos na figura 2 atenuam transientes de tensão quando a tensão de entrada é alterada ou a chave é comutada.

Tipos mais sofisticados de diodos zener podem ser usados. Por exemplo, os diodos da série 1N746 e 1N747 permitem estabilização de tensão de 2,6 a 12 volts com intervalos de 0,3 volts.

O circuito desenhado na figura 3 é o esquema equidodo zener de potência



Esquerda: circuito de um zener de potência com um zener comum e um transistor de potência. Direita: circuito regulador com um zener de potência, raramente encontrado no comércio.

(isto é, podemos substituir um zener de potência por este circuito). Ocorre que, nessa configuração, o diodo zener funciona como um gerador de ruídos, um ruído branco ao qual os americanos chamam de "hiss" e que é bem normal nas montagens experimentais de circuitos de grande potência.

O ganho do transistor é fundamental para que o zener de potência funcione, porém é também ele o responsável pela amplificação do ruído gerado pelo diodo zener. Em alguns casos, em vez de conseguir um super-regulador poderemos conseguir um super-gerador de ruídos. Tais ruídos aparecerão claramente se ligarmos o regulador a um aparelho de alta fidelidade ou a qualquer circuito de áudio-frequência.

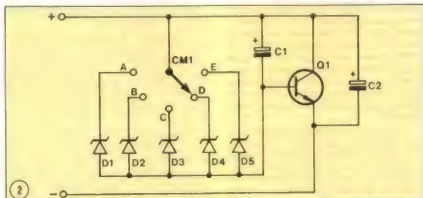
Como o circuito opera de modo estático, ou seja, não há praticamente variações bruscas da tensão de saída, a solução para esse tipo de ruído é fazer com que a tensão de saída não tenha facilidade de sofrer variações, atenuando assim qualquer fonte de ruído gerado em qualquer junção dos componentes semicondutores. Os dois capacitores eletrolíticos colocados entre coletor e base, e entre coletor e emissor se incumbem dessa tarefa. A tensão de isolamento dos capacitores deve ser mais alta que o maior valor da tensão de ruptura de todos os zener presentes no circuito.

Outro aspecto interessante deve-se à atuação do capacitor C1. Além de estar ligado em paralelo com o diodo selecionado, diminuindo assim os transientes que possam ocorrer nesses componentes, ele realimenta o ruído do coletor à base do transistor numa defasagem total próxima dos 180°. Como os sinais entre coletor e base estão em oposição de fase, a realimentação imposta pelo capacitor é negativa e tende, então, a cancelar o ruído. É claro que nem todo o nível de ruído desaparece, visto que os sinais entre coletor e base nunca estarão

"exatamente" em oposição de fase.

Mudando convenientemente as polaridades dos capacitores e utilizando um transistor PNP (o 2N3314, por exemplo), o circuito pode ser adaptado para regulagens de tensões negativas, como pode ser apreciado na figura 4.

Neste protótipo usamos cinco



Esquema de um regulador de 5 posições para tensões de grande potência. 100 Watts.

diodos, de tensões compreendidas entre 4,7 volts e 12 volts; mas nada impede que outros sejam colocados, ampliando a faixa ou tornando os intervalos entre uma posição e outra menores. O transistor Q1 pode ser um BD130 ou 2N3055 no caso de regulagens de fontes positivas. Os transistores PNP para as regulagens em fontes negativas podem ser um 2N3314 ou 2N3316.

As tensões de ruptura dos capacitores C1 e C2 devem ser maiores que a maior tensão de avalanche dos diodos zener, como já foi dito. Num caso prático, pode-se adotar o valor de 25 volts.

Se interpretarmos esse circuito como uma "caixa negra", é efetivamente um zener de 50 watts com várias tensões de avalanches possíveis.

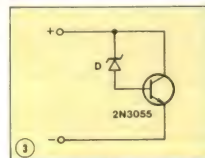
A montagem deste zener de po-

tência pode ser efetuada de um modo bem simples, com a utilização de uma pequena caixinha plástica com painel de metal de 85x55x35 mm. O painel de metal assegura uma dissipação suficiente para o transistor, contudo, é conveniente o uso de um dissipador que garantirá seu funcionamento sem rupturas térmicas mesmo por um longo período de funcionamento. Sobre o painel é fixada a chave de 5 posições. Os diodos e os capacitores não precisam de uma base para fixação, podem ser simplesmente ligados ponto a ponto: naturalmente as polaridades dos componentes devem ser objeto da máxima atenção.

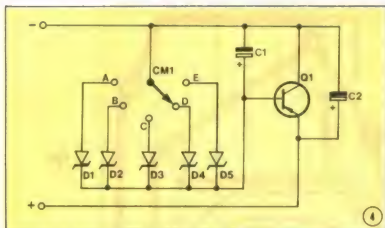
Dois fios condutores flexíveis, um ligado ao coletor do transistor e o outro ligado ao emissor do mesmo, são os acessos externos do circuito (observe que, na prática, o circuito todo atua como um bipolo, ou seja, um componente com dois polos).

E já que podemos interpretar o circuito como um diodo zener de alta potência, sua faixa de utilização é a mes-

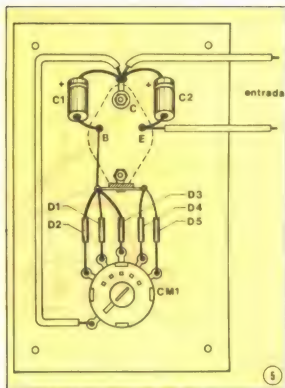
ma dos diodos zener normais com a opção de trabalhar em sistemas de correntes que seriam muito elevada para esses. Uma aplicação prática e interessante deste circuito é a seguinte: suponha uma bateria de automóvel de 12 volts que deve alimentar um



Circuito equivalente de um zener de potência.



Esquema de um regulador de 5 posições para fonte negativa



Sugestão para uma montagem "aircraft"

Foto do protótipo montado no laboratório de Física Eletrônica



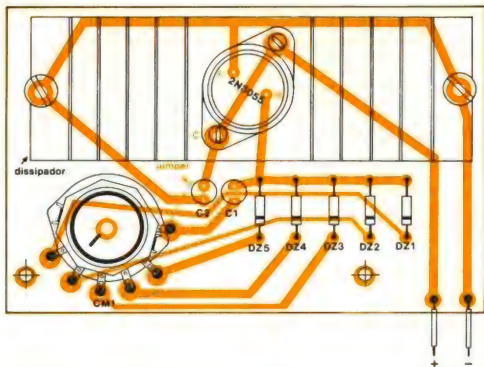
YARA ELETRÔNICA

"KITS" NOVA ELETRONICA
E COMPONENTES

BRASÍLIA

CLS 201 BLOCO E LOJA 19

FONES: 224-4058 225-9668



Sugestão para uma montagem com placa de circuito impresso

toca-fitas de 6 volts. Um zener comum nunca poderia ser usado nesse caso já que a corrente drenada pelo toca-fitas é de vários ampères, para esse caso, o nosso zener de potência é de grande serventia.

O laboratório de Nova Eletrônica desenvolveu para esse circuito uma opção de montagem em placa de circuito impresso (veja a foto).

Resolvemos mostrar neste artigo as duas opções possíveis de montagem: uma montagem "aranha" que pode ser vista na figura 5 e outra com um circuito impresso na figura 6. Do

ponto de vista prático, ambas as montagens funcionam perfeitamente. Uma montagem em circuito impresso, porém, é sempre mais estética e menos suscetível a disfunções de componentes.

A foto do protótipo montado pelo laboratório da Nova Eletrônica se encontra na figura 7. Pela foto você pode ter uma idéia de como montar seu circuito com um máximo de detalhes.

Resumo dos Componentes

C1 — 1 μ F eletrolítico de 25 volts ou mais

C2 — 1 μ F eletrolítico de 25 volts ou mais

Transistor Q1

NPN — 2N3055 ou BD 130

PNP — 2N3314 ou 2N3316

Diodes Zener — BZY-88

D1 — 4,7 volts / 400 mw

D2 — 5,6 volts / 400 mw

D3 — 6,8 volts / 400 mw

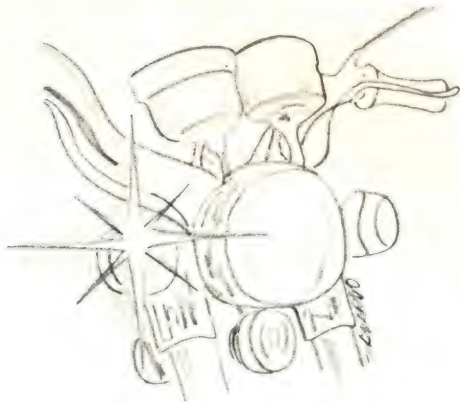
D4 — 8,2 volts / 400 mw

D5 — 12 volts / 400 mw

Comutador de 5 posições

Nova Eletrônica conversa com o leitor, divulga as idéias do lado de lá, lança kits sensoriais, dá tanta importância à engenharia como ao principiante, tem um suplemento BYTE sempre atual, artigos de áudio muito bons e cursos que nem se fala. E ou não é a melhor revista de eletrônica?

Pisca-pisca para motos



Torne a sua motocicleta um veículo mais seguro montando este circuito simples e barato que utiliza apenas um integrado e um transistor. Para um trânsito como o nosso, todas as precauções devem ser tomadas. Saiba como a eletrônica pode ser nossa aliada nos combates contra os perigos do dia-a-dia.

Vivemos numa época em que todas as formas de economizar combustível estão sendo usadas. Das várias opções existentes para substituir o automóvel, talvez a motocicleta seja a mais prática e fascinante. Por isso vê-se nas ruas um número sempre crescente de motos dividindo o trânsito com os automóveis. De simples passatempo, como foi por muito tempo considerada, a moto passou a ser uma alternativa de transporte não só dos jovens, mas de toda uma população.

Infelizmente, porém, o trânsito na maioria das grandes cidades brasileiras é conturbado e, às vezes, até agressivo. Não são poucos os acidentes que ocorrem e, se um acidente envolve uma moto, o risco de vida é sempre grande.

Nós, da Nova eletrônica, não podemos resolver os problemas do trânsito; mas podemos usar a eletrônica para tornar uma motocicleta um meio de transporte um pouco mais seguro. É com este intuito que desenvolvemos um pisca-pisca (indicador de direção de conversão) para motos. Com um mínimo de componentes e alimentação de 6 volts (tensão da bateria de uma moto) você poderá construir este utilíssimo aparelho.

Descrição do Circuito

O circuito básico que compõe um pisca-pisca é um temporizador que determina o tempo em que a lâmpada permanecerá acesa e apagada.

A primeira ideia que surge a um projetista quando se fala em circuito

temporizador é utilizar um integrado *timer*, e, desses, o mais difundido é o 555. Na figura 1 vemos o circuito de um multivibrador astável com um 555. O capacitor C1 se carrega através de R1 e R2, e se descarrega apenas por R2. O ciclo de trabalho pode ser definido precisamente pelos valores destes dois resistores.

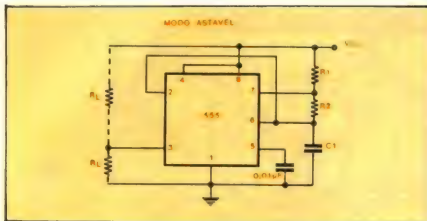
No modo de operação astável, C1 se carrega e descarrega entre $1/3 V_{cc}$ e $2/3$ de V_{cc} com a frequência de saída independente do valor da fonte. A figura 2, ao lado, mostra a forma de onda gerada nessa configuração.

Se fizermos com que o valor de R2 seja bem superior ao valor de R1, a onda quadrada gerada será praticamente simétrica (tempo que permanece num nível alto praticamente idêntico ao tempo que permanece num nível baixo).

Para a construção do nosso pisca-pisca, a ideia do multivibrador astável à base do 555 foi mantida. Os resistores e capacitores foram projetados de maneira que a frequência de saída seja de 1 Hz (uma piscada por segundo).

O circuito completo do pisca-pisca pode ser observado na figura 2.

Observe que o esquema do multivibrador astável com o 555 é mantido na sua essência. O resistor R2 (100 \times Ohm) é cem vezes maior que o resistor R1 (1



kOhm), o que dá uma simetria entre o tempo em que a lâmpada permanece acesa e o tempo em que permanece apagada.

Como o multivibrador astável a base do 555 é um circuito de baixa potência, não se pode exigir de sua saída corrente suficiente para alimentar as lâmpadas. Nesse sentido, foi colocado um estágio de potência (com um transistor 2N3055 ou equivalente) para isolar o estágio de saída do circuito de chaveamento.

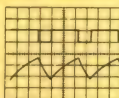
O terminal Vcc deve ser ligado a algum ponto que só seja "vivo" com a

chave no contato. Se for ligado diretamente à bateria, o circuito drenará uma pequena corrente mesmo quando a moto estiver desligada. Em que pese o baixo valor dessa corrente, há sempre a possibilidade da bateria se descarregar.

Construção e adaptação à moto

Uma sugestão para montagem do circuito numa chapa de circuito impresso é dada na figura 3, onde aparece a chapa vista pelo lado cobreado e pelo lado dos componentes. As dimensões da chapa estão na escala 1:1 (co-

TRACO SUPERIOR: SAÍDA 5V/DIV
TRACO INFERIOR: TENSÃO NO CAPACITOR 1V/DIV



Vcc = 5V
TEMPO = 20µs/DIV
R1 = 3,9 kΩ
R2 = 3 kΩ
C1 = 0,01µF

mo todas as chapas apresentadas até hoje nesta revista).

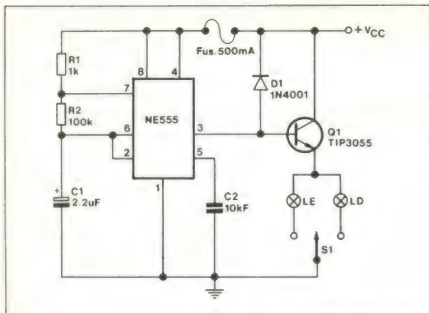
Como a chapa tem uma dimensão de 20 x 60 mm, é possível colocá-la numa pequena caixa metálica ou de plástico que pode ser adaptada em qualquer lugar da parte traseira da moto, de preferência longe do motor para evitar problemas com aquecimento.

As lâmpadas de indicação não precisam ser muito potentes, duas lâmpadas GE 81 de contato simples resolverão o problema. Para a colocação das lâmpadas na moto, o melhor é adaptar

Os Catarinenses já não tem
problemas para comprar Kits
Nova Eletrônica e componentes

RADAR

Eletrônica Radar Ltda.
Rua General Humberto Silveira 1371-3008
Florianópolis
tel: 44-3771



Lista de Materiais

Resistores

R1 — 1 kOhm 1/4 watt
R2 — 10 kOhm 1/8 watt

Capacitores

C1 — 2,2 uF / 10 volts
eletrolítico
C2 — 10 kpF

Integrado

NE 555 ou equivalente

Transistor

TIP 3055 ou equivalente

Diodo

D1 - 1N 4001

Diversos

Chave H (1 x 3)
2 lâmpadas GE 81

uma haste metálica horizontal de tal modo que uma ponta fique à direita e outra à esquerda. Colocando as lâmpadas (ou cada lâmpada numa pequena caixa com um visor de concha plástica com difusor) nas extremidades dessa haste já será o bastante para que o veículo que estiver atrás perceba para que lado a moto vai virar.

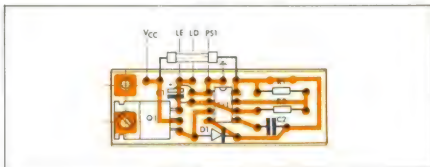
Este circuito pode ser adaptado a uma bicicleta com a utilização de pilhas. Nesse caso, como a pilha deve ter tamanho reduzido, a potência das lâmpadas deve ser diminuída (utilize uma lâmpada GE 27, por exemplo).

A chave S1 é uma chave H simples e facilmente encontrável na praça e pode ser colocada onde o condutor da moto achar mais conveniente. As conexões entre a chave, as lâmpadas e a alimentação devem ser feitas com fios flexíveis e isolados para evitar curtos-circuitos indesejáveis.

A foto do protótipo montado no laboratório da Nova Eletrônica pode ser observada na figura 4. As ligações das lâmpadas e da alimentação estão indicadas na figura 3 (chapa de circuito impresso).

Uma opção para aperfeiçoamento do circuito é adaptar uma chave de dois contatos ligada entre os terminais extremos da chave S1. Nessa configuração, as duas lâmpadas ficam em paralelo e ter-se-á construído, portanto, um pisca-alerta, pois as lâmpadas acenderão e apagarão ao mesmo tempo.

Bem, a partir deste ponto tudo corre por conta de você. ➔





Gemaeffe

Comércio Importação e Exportação Ltda.

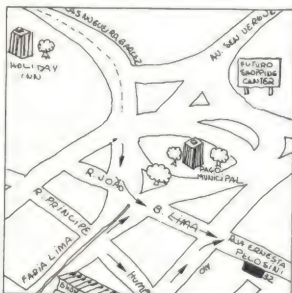
Em S.B.C. PERTO DO PAÇO MUNICIPAL

TEMOS O PRAZER DE OFERECER ÀS INDÚSTRIAS, RADIOMADORES, TÉCNICOS, ESTAÇÕES DE RÁDIO, ESTUDANTES, com os melhores preços da praça e atendimento carinhoso:

- Instrumentos de medição: TRIO, ICE, SIMPSON, HICKOK, CSC, LABO, NATIONAL, BEK, HIOKI, FLUKE, SLIN, MINIPA, KAISE
- Circuitos integrados — diodos, transistores, triac, diac, tiristores, etc. — TEXAS, NATIONAL, FAIRCHILD, RCA
- Componentes vários:
- Motores, cabeças para gravador e rádio.
- Válvulas: EIMAC — GE — BB — RCA
- Condensadores especiais.
- Kits NOVA ELETRÔNICA com assistência técnica exclusiva
- Componentes industriais DIGITRON
- Produtos AEREOFIL
- Kits e caixas moduladas MALITRON
- Transformadores WILKASON, EASA
- Instrumentos industriais Hartmann & Brown

O NOSSO ENDEREÇO?

Rua Ernesta Pelosini, 32
Caixa Postal 594
CEP 09700
Fone: 448 33 61
Telex: (011) 32013 DGTN-BR
São Bernardo do Campo, SP





do PRANCHETA do PROJETISTA

Indicador a três níveis monitora sistema elétrico de automóveis

S.K. Wong
Torrance, California

A tensão de bateria de um carro em operação é um excelente indicador das condições do alternador, do regulador de tensão e da própria bateria. Os carros esporte mais caros costumam ser equipados com medidores que monitoram a tensão. Esses medidores, porém, apresentam o inconveniente de serem caros e difíceis de instalar no painel de instrumentos.

A leitura exata da tensão da bateria não é necessária para indicar o estado do sistema elétrico, nem tampouco é possível obter uma leitura exata enquanto o carro está andando. Um instrumento que mostre três níveis de tensão pode dar informações suficientes para indicar que (1) algum componente do sistema elétrico está defeituoso; (2) a tensão da bateria está um pouco baixa e o sistema elétrico deve ser checado; ou (3) a tensão da bateria apresenta um nível adequado para garantir o funcionamento eficiente do sistema.

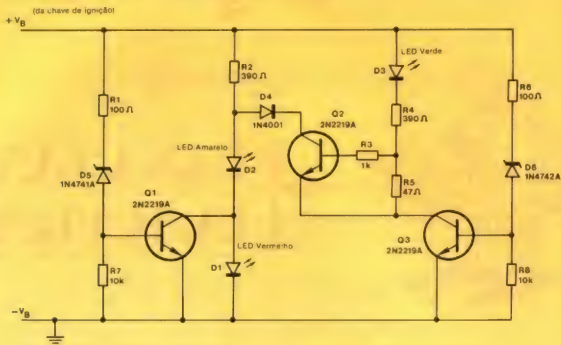
Um indicador de tensão de três níveis a estado sólido, com LEDs servindo como indicadores para cada faixa de tensão, pode ser construído gastando um máximo de Cr\$ 300,00. Trata-se do circuito mostrado no diagrama, que, além dos três LEDs de diferentes cores, utiliza três transistores npn de chaveamento, dois diodos zener, um diodo de bloqueio e alguns resistores de 1/2 watt. A combinação vermelho e amarelo indica uma tensão de bateria de menos de 11,7 volts, amarelo corresponde à faixa de 11,7 a 12,7 volts, e a luz verde indica uma tensão de 12,7 volts ou mais.

Se a tensão da bateria é menor que 11,7 volts, todos os transistores estão cortados. O diodo D4 bloqueia a corrente através do LED verde D3, o mesmo acontecendo entre base e coletor de Q2; de tal forma que a corrente flui apenas por R2, D2 e D1. Os LEDs vermelho e amarelo acendem indicando que a bateria, o regulador de tensão, o alternador, ou qualquer combinação desses três está defeituosa.

Se a tensão se encontra entre 11,7 volts e 12,7 volts, os transistores Q2 e Q3 continuam cortados, mas o diodo zener D5 conduz e satura Q1. Logo, apenas o LED amarelo acende, avisando o motorista que a tensão está um pouco baixa. A não ser que essa baixa de tensão se manifeste depois de muitos quilômetros de viagem, o sistema elétrico deve ser inspecionado para detectar eventuais defeitos ou contatos com alta resistência.

Se a tensão da bateria sobe além dos 12,7 volts, Q3 também satura. A corrente que flui por Q3 acende o LED verde e também satura o transistor Q2 de tal modo a diminuir a tensão no LED amarelo, apagando-o. A luz verde resultante assegura ao motorista que a parte elétrica de seu carro está em perfeito estado.

Alterando os valores de tensão de ruptura dos diodos zener D5 e D6, o usuário pode alterar as faixas de tensão em que os LEDs acendem. Isso deve ser feito numa moto, ou num automóvel que ainda funcione com uma bateria de 6 volts.



Tensão da Bateria	LEDs acesos
$V_b < 11,7 \text{ v}$	Verm. e Amar.
$11,7 \text{ v} < V_b < 12,7 \text{ v}$	Amar.
$V_b \geq 12,7 \text{ v}$	Verde

Indicador de tensão de bateria: LEDs coloridos indicam três faixas de tensão da bateria de um carro. Quando a bateria estiver fraca, os LEDs vermelho e amarelo acenderão; quando a tensão estiver num nível apenas levemente inferior acenderá o LED amarelo. Para uma tensão de bateria satisfatória, um LED verde acenderá.

Um SCR de disparo na passagem por zero limita a potência máxima de uma carga

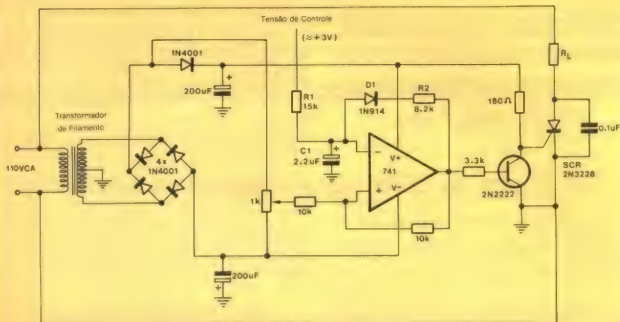
Richard Eckhardt
Electronics Consulting, Cambridge

Um SCR que é disparado quando a tensão entre anodo e catodo ultrapassar a marca de zero volts limita a potência máxima entregue à carga se a linha for alternada (rede) ou continua pulsante. Há duas vantagens em limitar a condução do SCR dessa maneira — uma grande quantidade de potência não é perdida através da dissipação e a carga pode ser alimentada continuamente sem a necessidade de um transformador de potência.

Com o disparo pelo zero, o SCR é comutado apenas

quando a tensão entre anodo e catodo for zero ou próxima de zero volts. Esse procedimento minimiza a possibilidade de ocorrência de picos indesejáveis de tensão e corrente entregues à carga quando o sinal de alimentação é de comutação rápida.

O circuito de disparo pelo zero mostrado aqui emprega um amplificador operacional de uso geral trabalhando como comparador. A entrada de controle de tensão varia a potência aplicada à carga determinando a razão de ciclos



Exatidão de dados: os dados foram coletados em 7 locais ao longo da pista, sendo a distância máxima entre eles 150 metros, sendo assim, a precisão dos dados pode variar de acordo com a topografia do terreno. A revisão dos resultados confirmou a confiabilidade dos dados, sendo que o SCR também é em que o SCR não conduz.



TRANSFORMADORES

- Transformadores de até 20 kV
- Auto transformadores
- Isoladores de linha monofásico/trifásico até 30 kVA
- Transformadores para fontes de alimentação
- Transformadores para ignição
- Transformadores sob encomenda

Eletrônica Veterana Ltda.

Ind. e Comércio de Componentes Eletrônicos

Rua Aurora, 161 — tel. 221.4292 — Cep.01209 — São Paulo (SP)

em que o SCR não conduz. Para aumentar a potência entregue à carga, a tensão de controle deve aumentar.

Uma parte da tensão cc pulsante produzida pelo retificador é aplicada à entrada não inversora do amplificador operacional. A tensão de controle, que é introduzida à entrada inversora do operacional, carrega o capacitor C1 através do resistor R1 até que a tensão armazenada exceda o ponto mínimo da tensão contínua pulsante.

Quando isso ocorre, a saída do amplificador operacional vai para o máximo negativo, cortando o transistor e pro-

piciando o disparo do SCR. Desde que o SCR é disparado no ponto mínimo da tensão contínua pulsante, o SCR comuta apenas quando a tensão anodo-catodo estiver bem próxima de zero. A saída do operacional continua baixa até que o capacitor C1 se descarregue pelo diodo D1 e por R2.

Esse capacitor é carregado novamente pela tensão de controle, disparando novamente o SCR. O tempo de carga do capacitor D1 determina quantos ciclos sucessivos o SCR conduz.

A faixa de controle de potência é estabelecida pela razão entre as resistências de carga R1 e de descarga R2.

Um display de LEDs indica diferença de frequências

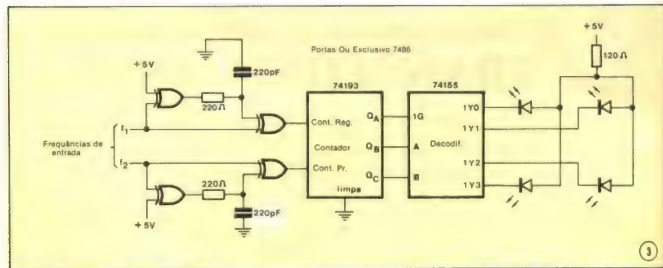
Sérgio Franco
Oberlin College, Ohio

Um indicador de diferença de frequência simples, de baixo custo e de fácil uso pode ser visto no diagrama. O circuito, que emprega 4 diodos emissores de luz, pode ser usado numa grande variedade de aplicações, mas é particularmente útil no afinamento de instrumentos musicais.

O coração do circuito é um contador binário *up/down* síncrono. Depois de um tratamento lógico através de portas ou exclusivo, as frequências de entrada f1 e f2 são aplicadas, respectivamente, aos terminais de contagem progressiva e regressiva do contador. A contagem resultante será progressiva ou regressiva conforme os valores de f1 e f2. Se f1 for maior que f2, será progressiva; se f1 for menor que f2,

será regressiva; se f1 for igual a f2, a contagem varia entre dois estados consecutivos, estacionando a contagem nesses valores.

Essas três condições podem ser facilmente mostradas por meio de 4 LEDs dispostos em círculo. Apenas um LED acende por vez. Logo, quando f1 é maior que f2, os LEDs acendem em sequência e no sentido horário; quando f1 é menor que f2, o mesmo se dá no sentido anti-horário; e quando f1 é igual a f2, não há rotação. A velocidade da rotação aparente dá uma indicação qualitativa da diferença de frequência.



Essas três condições podem ser facilmente mostradas por meio de 4 LEDs dispostos em círculo. Apenas um LED acende por vez. Logo, quando f1 é maior que f2, os LEDs acendem em sequência e no sentido horário; quando f1 é menor que f2, o mesmo se dá no sentido anti-horário; e quando f1 é igual a f2, não há rotação. A velocidade da rotação aparente dá uma indicação qualitativa da magnitude dessa diferença.

Uma nova tecnologia, a integração LSI analógica/digital, está tomando corpo com a ajuda dos filtros por chaveamento de capacitores, que são filtros ativos, monolíticos, de precisão, e que podem ser fabricados através de vários processos convencionais da tecnologia MOS. A adição desse componente ao arsenal MOS, que já inclui conversores A/D e D/A, referências de tensão de grande estabilidade e comparadores de alta resolução, favorece o projetista com todos os elementos de processamento analógico de sinais, através das mesmas tecnologias que tornaram realidade os dispositivos LSI digitais.

A capacidade da técnica de capacitores chaveados em integrados LSI está amplamente demonstrada no receptor multifrequência de dois tons (DTMF), da Silicon Systems, utilizado na decodificação de números nos telefones de teclado (veja o quadro "O integrado receptor DTMF"). Pela primeira vez, um integrado CMOS de 26 mm² combina diversos blocos funcionais das áreas digital e analógica, para executar eficientemente uma operação que ficou na história das telecomunicações, pelas dificuldades que oferecia. Esse novo componente contém filtros passa-banda de alto fator Q, filtros de rejeição de banda de 6.^a ordem, comparadores e circuitos analógicos especiais, além de lógica digital em quantidade (figura 1). Os únicos componentes externos são dois capacitores normais e um cristal de 3,58 MHz, encontrado em qualquer receptor de TV a cores.

Abordagens empregadas nos filtros

O receptor DTMF, a exemplo de vários outros sistemas analógicos, requer filtros de precisão — o que normalmente significa componentes de precisão. Os filtros passivos podem ser construídos com indutores e capacitores discretos, ou então com resistores e capacitores de precisão, combinados a operacionais (nas versões de filtros ativos),

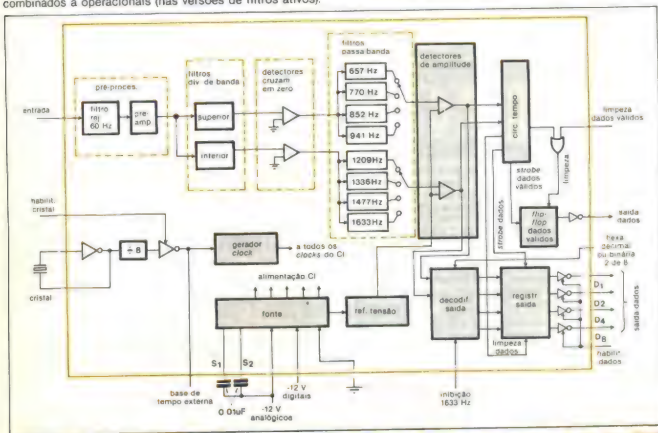
Integrado decodificador para telefone de teclado combina filtros analógicos com lógica digital

Filtros por chaveamento de capacitores fornecem 40 polos de filtragem passa-banda, de divisão e eliminação de banda, além de saídas compatíveis com TTL, tudo em um único integrado CMOS.

G.M. Jacobs, G.F. Landsburg e B.J. White
Silicon Systems Inc., Califórnia

D.A. Hodges

Universidade da Califórnia, depto. de engenharia elétrica



Receptor DTMF com único CI — Todos os circuitos necessários para cumprir um receptor multifrequência de dois tons (DTMF) que requer filtros, passa-filtros, passa-banda de alto Q e de divisão de banda, além de lógica digital em quantidade, estão integrados em uma única pastilha, juntamente com filtros por chaveamento de capacitores de 2.^a e 3.^a ordens.

Em ambos os casos, porém, são necessárias dezenas de componentes precisos. Em vista disso, outras abordagens foram tentadas, sendo uma das primeiras a dos circuitos híbridos.

Os filtros RC ativos do tipo híbrido são confeccionados pela deposição de resistores de película fina ou espessa sobre um substrato de cerâmica ou vidro, seguida pela conexão de capacitores e amplificadores integrados. No caso de um receptor DTMF, dúzias de ligações seriam necessárias, para unir todos os elementos. Por fim, para obter uma exata resposta em frequência, cada estágio do filtro passa por uma anodização ou por um ajuste a raio laser. Infelizmente, pouco pode ser feito para ajustar a níveis razoáveis o custo dos híbridos.

Os filtros feitos com dispositivos CCD (dispositivos de cargas acopladas), geralmente satisfazem, quanto à resposta em frequência, mas apresentam certas limitações que retardaram seu desenvolvimento comercial. Além da produção complexa, que requer estruturas MOS de poli-silício duplo, por exemplo, a tecnologia CCD exige correntes de fuga geradas termicamente e exige extensas áreas de silício, o que limita os filtros à menor frequência central de 1 kHz, apenas. Não se pode minimizar a distorção, nesses dispositivos, pela elevação da taxa de amostragem, sob pena de se aumentar excessivamente o número de estágios CCD. O filtro transversal de eletrodo dividido, um produto normal da técnica CCD, apresenta perdas de inserção, até mesmo na banda de passagem, dificultando a obtenção de uma boa relação sinal/ruído. Em algumas aplicações somente, como nos filtros casados do domínio do tempo, é conveniente a utilização dos CCD.

As técnicas de filtragem totalmente digital, que empregam apenas elementos lógicos e memórias, poderão ser preferíveis aos métodos analógicos em muitas aplicações, especialmente nos casos em que se deseja uma resposta programável. O problema é que tanto o consumo como a área dos filtros digitais ainda são proibitivos. Em funções como a do receptor DTMF, que requer filtros fixos de precisão e deve ser projetado para permitir grandes produções, as maiores exigências estão na menor área possível para o integrado e integração simplificada, sem ajustes ou processamentos especiais.

Apresentando os filtros por chaveamento de capacitores

Já que é impossível integrar indutores, na prática, a melhor solução ainda parece ser a dos filtros ativos com sistemas RC. No entanto, a maior constante RC que se pode obter, com resistores e capacitores integrados, é de 10 μ s, no melhor dos casos — muito pequena para os filtros que operam na faixa de áudio (nesses casos, a constante deve chegar aos 100 ms). Nas tecnologias tradicionais de integração, é possível obter capacitores de 1 a 100 pF; naturalmente, convém dar preferência aos de menor valor, que ocupam uma área menor. Assim, para se chegar às constantes de tempo desejadas, é preciso usar resistores entre 10 e 10000 megohms; entretanto, nenhum deles pode ser difundido, implantado ou depositado com os graus de precisão e estabilidade requeridos.

Quase que simultaneamente, em 1976, pesquisadores da Universidade da Califórnia e da Bell-Northern do Canadá chegaram à conclusão de que um pequeno capacitor, chaveado rapidamente, poderia simular um resistor de valor elevado. O esquema básico e suas equações podem ser encontradas na figura 2; como se pode observar, o resultado é uma resistência simulada, cujo valor depende apenas da capacitância e da frequência de chaveamento.

Tal descoberta adapta-se maravilhosamente aos circuitos integrados, já que as chaves podem ser facilmente implementadas com transistores MOS; as tensões de sinal podem ser detectadas por meio de amplificadores com en-

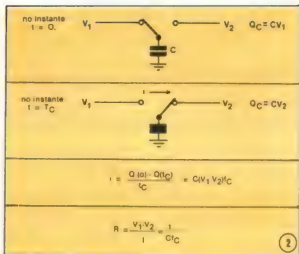
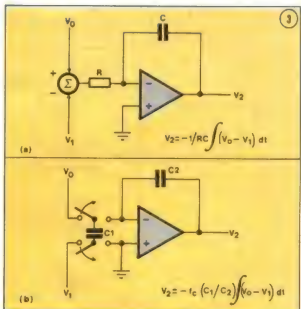


Fig. 2. A partir de C — Ao se chavear um capacitor entre dois nós, simula-se um resistor, cujo valor depende apenas do valor do capacitor e da frequência de chaveamento. A técnica de chaveamento de capacitores permite a integração de filtros de precisão no integrado DTMF.

trada FET; e amplificadores operacionais, das tecnologias MOS de canal N e CMOS, já são uma realidade.

Pela primeira vez, é possível produzir filtros RC com uma extensa faixa de frequências centrais, de forma integrada e substituindo resistores por capacitores chaveados. Mas talvez a maior vantagem dessa técnica resida no fato de que a precisão e a estabilidade dos sistemas RC dependa apenas das razões de capacitância e da frequência de chaveamento — proporcionando uma precisão total melhor que 1%, sem ajustes de espécie alguma.

A equivalência simples entre um capacitor chaveado e um resistor é válida somente para frequências de chaveamento superiores à maior frequência que estiver sendo filtrada. Como as frequências práticas de clock para filtros de



Integrador — Modificando um integrador convencional (A), o capacitor C1, do integrador diferencial por chaveamento de capacitor (B), é carregado primeiramente com a diferença entre duas tensões de entrada, para depois transferir essa carga para C2. A transferência periódica de carga simula um fluxo de corrente.

O integrado receptor DTMF

Os circuitos analógicos, no integrado 201 da Silicon Systems, ocupam aproximadamente 80% da área total, reservando 20% para a parte digital. A pastilha, alojada num encapsulamento DIP de 22 pinos, mede 5,3 x 5,6 mm e utiliza normas de projeto bem tradicionais: a menor largura de metal, no processo CMOS de portas metálicas usado, é de 7,5 μ m. A dissipação em potência é de 360 mW, com uma fonte de 12 V. As entradas e saídas digitais são compatíveis com TTL; as saídas podem ser codificadas em hexadecimal ou em binário; e as facilidades de comunicação simplificam o interface com sistemas externos.

Além dos 40 polos de filtragem por chaveamento de capacitores, são necessários vários outros circuitos para formar um receptor DTMF completo. As funções digitais são executadas por circuitos CMOS convencionais. Os circuitos detectores/limitadores nada mais são que comparadores acoplados por CA, que fornecem ondas quadradas aos filtros passa-banda.

A pureza e a frequência de um tom são medidas ao se comparar os sinais de pico, nas saídas dos detectores/limitadores, com os sinais de pico das saídas dos filtros. Se houver alguma interferência, ou se o sinal não apresentar uma frequência válida, nenhum dos filtros passa-banda exibirá uma saída que exceda o limiar estabelecido pelos detectores de pico e, assim, não haverá detecção de tom válido.

Especificações do receptor DTMF

alimentação	10 a 13 V	
temperaturas de operação	0 a 70°C	
sistema de clock	interno: 3,58 MHz, a cristal externo: entrada para 448 kHz	
desempenho do receptor		
especificação	aceito	rejeitado
larg. banda baixa freq (697, 770, 862, 941 Hz)	(1,5% + 2 Hz)	±3%
larg. banda alta freq (1209, 1336, 1477, 1633 Hz)	± (1,5% + 2 Hz)	±3%
amplitude mínima (de cada freq.)	-24 dBm a 600 ohms (53 mV RMS)	
amplitude máxima (de cada freq.)	+6dBm a 600 ohms (1,3 V RMS)	
torção (alto/baixo)	+4 dB a -8 dB	
tempo de tom válido	≥ 40 ms	≤ 12 ms
tempo de pausa	≥ 40 ms	≤ 12 ms
tolerância a 60 Hz ≤ 2 V RMS		
saídas	tristate, binárias (2 de 8) ou hexadecimais	

áudio situam-se na faixa de 50 a 500 kHz, o projeto acurado desses filtros vai exigir uma análise pela transformada Z, como em todos os circuitos de amostragem de dados. Felizmente, certos programas de computador desenvolvidos

especialmente para o projeto de filtros digitais, como o DInap, podem simular a operação de capacitores chaveados a qualquer frequência de amostragem. É conveniente mencionar que a frequência do sinal de entrada, nesses filtros,

BRASITONE

Em Campinas

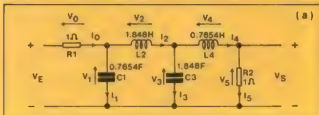
O mais completo e variado estoque
de circuitos integrados C-MOS, TTL,
Lineares, Transistores, Diodos,
Tiristores e Instrumentos Eletrônicos

KITS NOVA ELETRONICA

Projetando um filtro por chaveamento de capacitor

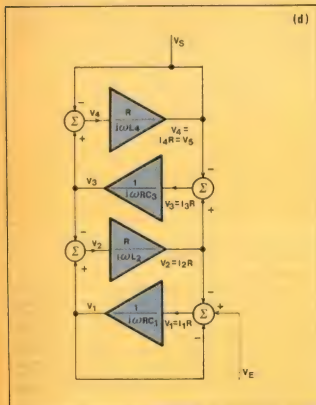
Com um pouco de teoria sobre filtros ativos e algumas tabelas clássicas de sistemas LC, a tarefa de projetar um filtro deste tipo torna-se bastante simples. Os sistemas mais populares usados na implementação de filtros por chaveamento de capacitores são as tradicionais redes LC, não só bem documentadas, como insensíveis por natureza às variações dos valores de seus componentes. Desse modo, os filtros de redes LC fornecem uma resposta em frequência bastante precisa, mesmo com tolerâncias generosas nos capacitores. Vamos apresentar, neste quadro, todos os estágios de projeto de um filtro passa-baixas, em detalhes.

A configuração da rede ativa LC foi apresentada pela primeira vez por Girling e Good, no artigo *The Leapfrog or Active Ladder Systems*, da revista *Wireless World* de julho de 1970. Essa configuração modela com precisão as variáveis de estado da rede LC, mantendo assim as mesmas características de sensibilidade do protótipo LC passivo. Vamos considerar, como exemplo, a rede LC de quatro polos representada abaixo.

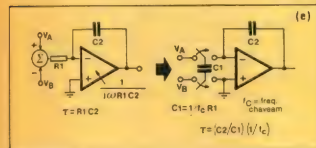


sárias ainda algumas etapas de transformação para que o circuito torne-se praticamente viável.

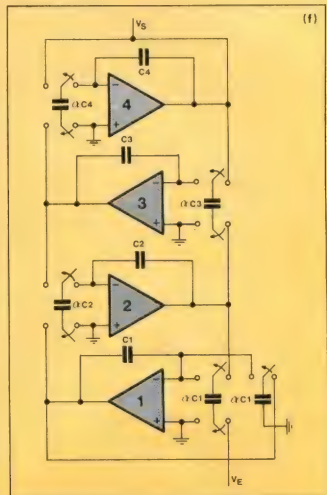
Os amplificadores operacionais trabalham com tensões e, por isso, as correntes devem ser convertidas em tensões, por meio de uma resistência arbitrária R . Para maior simplicidade, os resistores $R1$ e $R2$ recebem o valor 1. A versão final, então, fica assim:



Os integradores, agora, possuem constantes de tempo RC ou R/L tradicionais. O integrador diferencial por chaveamento de capacitor tem a vantagem de simular facilmente o integrador e a função soma de cada estágio do circuito (D). Vemos a analogia abaixo:



A rede final, já implementada com integradores, fica assim:



Apesar dos capacitores estarem sendo chaveados a uma frequência bem superior à dos sinais que passam pelo filtro, sempre ocorre um retardo significativo, que vai refletir em um componente de fase indesejável (ou perda) em cada integrador. Assim sendo, para uma correta operação da rede, as chaves (transistores MOS sob forma integrada) em integradores adjacentes devem ser acionadas no sentido indicado pelas setas, no esquema (F).

Por exemplo, quando a saída do integrador 1 muda, o integrador 2 já está captando essa mudança em $C2$, minimizando o atraso. Acionando as chaves dessa forma, os efeitos do chaveamento tornam-se desprezíveis, desde que a frequência de clock seja elevada o suficiente para eliminar os problemas inerentes a todo sistema de dados por amostragem.

Para completar a exposição do projeto, é preciso calcular os valores reais de capacitância para uma dada resposta em frequência. Ainda para o protótipo Butterworth, pode-se assumir uma fre-

plementados pela conexão em cascata de seções de 2ª ordem ou por meio de uma configuração de rede que reduza a sensibilidade às variações nos parâmetros. A resposta em frequência de um filtro passa-banda de 2ª ordem, incluído no receptor, aparece na figura 5.

Dados estatísticos obtidos de filtros provenientes de

várias bolachas mostraram que as frequências centrais sofrem um desvio de apenas 0,4% enquanto que o fator de mérito Q também se desloca 0,4% do valor ideal, que é 15. E isto sem necessidade de ajustes.

Os dois filtros de rejeição de banda do receptor DTMF são constituídos por três seções de 2ª ordem em cascata,

quência de corte de, digamos, 1 kHz ($\omega = 6.283.2$ radianos/seg.) e uma frequência de *clock* de 40 kHz limitando, portanto, os sinais de entrada em 20 kHz. Para uma f_0 de 1 kHz, o protótipo apresentado em (B) deve receber um fator de redução de $2\pi \cdot 1 \text{ kHz}$. Além disso, a resistência arbitrária recebe o valor de 1 ohm. As constantes de tempo dos integradores por chaveamento de capacitores são simplesmente os valores L e C extraídos da rede protótipo. Cada constante de tempo pode ser expressa como $C2/C1 \cdot t_C$, como mostra a figura. Desse modo, as razões entre capacitores necessárias à implementação do filtro Butterworth, a 1 kHz, são as seguintes:

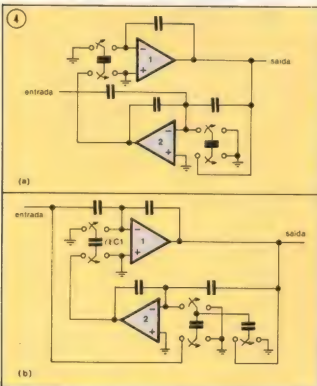
$$\text{integrador 1} \quad \frac{1.704}{2\pi \cdot 1 \text{ kHz}} = \frac{C1}{\alpha \cdot C1} = \frac{1}{43.32} \Rightarrow \frac{C1}{\alpha \cdot C1} = 4.67$$

$$\text{integrador 2} \quad \frac{1.94}{2\pi \cdot 1 \text{ kHz}} = \frac{C2}{\alpha \cdot C2} = \frac{1}{43.32} \Rightarrow \frac{C2}{\alpha \cdot C2} = 11.70$$

$$\text{integrador 3} \quad \frac{1.94}{2\pi \cdot 1 \text{ kHz}} = \frac{C3}{\alpha \cdot C3} = \frac{1}{43.32} \Rightarrow \frac{C3}{\alpha \cdot C3} = 11.70$$

$$\text{integrador 4} \quad \frac{0.704}{2\pi \cdot 1 \text{ kHz}} = \frac{C4}{\alpha \cdot C4} = \frac{1}{43.32} \Rightarrow \frac{C4}{\alpha \cdot C4} = 4.67$$

Essas relações definem completamente a resposta em frequência para uma determinada frequência de *clock*. Na forma integrada final, para uma razão de 10, os dois capacitores poderão ser escolhidos com os valores de 1 e 10 pF, a fim de manter a área reduzida. Para a versão discreta, a mesma resposta em frequência seria obtida com os valores de 100 e 1000 pF. Como as únicas variáveis são as frequências de *clock* e as razões entre capacitâncias, obtém-se uma precisão bastante elevada, além de insensibilidade ao envelhecimento, temperatura e outros efeitos ambientais. Em muitas aplicações que requerem uma resposta em frequência fixa, a referência pode ser fornecida por um *clock* controlado a cristal.



Passa-banda, rejeição de banda — Os filtros biquadráticos por chaveamento de capacitor são utilizados em todo o integrado DTMF. O filtro passa-banda (A), assim como o de rejeição de banda (B), minimizam a complexidade do circuito, ao utilizar o operacional 2 como integrador e estágio de ganho.

iguais à da figura 4B; na figura 6 temos a resposta em frequência desse estágio.

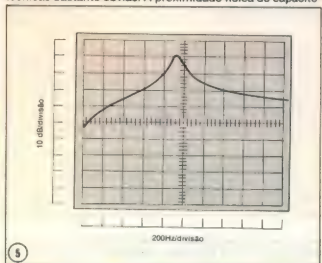
Um filtro de rejeição de 60 Hz é montado com um filtro passa-altas de 3ª ordem, que fornece 60 dB de atenuação a 60 Hz e menos de 1 dB a 600 Hz. Não há dificuldade em pro-

jetar e construir atenuações de banda de até 60 dB com circuitos a capacitores chaveados.

Limitações

Todos os fatores dos quais depende a precisão de um filtro chaveador — ganho, fator Q, frequência central, largura de banda e outros — são determinados por razões entre capacitores e, assim, seu desempenho resulta tão bom quanto o dos melhores filtros RC e LC ativos. Além disso, sua estabilidade com o tempo e a temperatura é excelente (os desvios são tão mínimos, a ponto de não poderem ser medidos). As limitações existentes são impostas pelos próprios elementos dos filtros: capacitores, chaves analógicas e operacionais.

A precisão da razão entre capacitores é limitada apenas pela capacidade de se definir áreas relacionadas de capacitores, ao longo das várias etapas de máscaras e processamentos, problema que pode ser minimizado com algumas técnicas bastante óbvias. A proximidade física de capaci-



Passa-banda de 2ª ordem — A resposta em frequência do filtro passa-banda de 941 Hz, contido no integrado DTMF, mostra uma inclinação acentuada. O seu fator de mérito (Q) é igual a 15.

Considerações sobre o processo de fabricação dos filtros por chaveamento de capacitores

Minimizando custos e riscos no desenvolvimento do integrado DTMF, o fabricante só se permitiu utilizar tecnologias comprovadas pelo uso. Em primeiro lugar, sabe-se que os filtros por chaveamento de capacitores requerem chaves analógicas de alta qualidade, com uma corrente de controle próxima de zero, a fim de permitir uma precisa conservação da carga. Tais exigências pedem por transistores do tipo iFET ou MOSFET. Contudo, as chaves devem apresentar, ainda, baixas capacitâncias parasitas, para reduzir ao mínimo os erros de carga, no acoplamento do clock com as pistas de sinal; e nesse ponto os FETs do tipo MOS são superiores aos FETs de junção.

Além de haver uma razão precisa entre os capacitores, eles devem exibir também uma tensão bastante baixa em seu coeficiente de capacitância, para minimizar a distorção harmônica no filtro. Os capacitores de camadas invertidas foram descartados, já que neste caso precisam ser formados entre duas camadas altamente condutivas. As placas ideais para esses capacitores são as confeccionadas em metal e em silício homogêneo ou policristalino altamente dopado. O dielétrico deve ser de alta qualidade, sem a presença de relaxação (histerese), que poderia ser origem de distorção. Nesse caso, os óxidos depositados são suspeitos, dando-se preferência, como dielétrico, aos óxidos depositados termicamente. E, por fim, o processo deve proporcionar uma lógica digital de densidade elevada e baixo consumo.

Entre os processos de transistores bipolares, os mais fortes candidatos aos filtros por chaveamento estavam as tecnologias bi-FET e bi-MOS. No primeiro, FETs de junção (iFETs) são incorporados ao CI bipolar analógico normal, através de dois passos adicionais no processo. As desvantagens do sistema bi-FET, além de sua complexidade, estão nas elevadas capacitâncias parasitas e nas áreas relativamente grandes dos transistores obtidos. Ademais, os circuitos βI_L (lógica de injeção integrada) disponíveis deixam a desejar em desempenho e densidade.

No processo bi-MOS, são os dispositivos CMOS a serem acrescentados, por meio de dois passos adicionais, a um CI bipolar analógico. A disponibilidade de dispositivos bipolares analógicos não é uma vantagem tão significativa, pois em relação às aplicações dos filtros por chaveamento, um processo CMOS convencional seria uma alternativa menos complexa. No entanto, tanto o bi-FET como o bi-MOS permitem produzir capacitores com a mesma estrutura MOS de silício homogêneo utilizada em capacitores de compensação, nos operacionais bipolares.

Entre os vários processos da família MOS, o MOS de canal p e portas metálicas, o NMOS e o CMOS tradicionais podem fornecer

todos os elementos necessários. Os capacitores formam-se entre duas regiões, uma metálica e outra semicondutora (a área drenosupridouro do transistor, fortemente dopada), tendo como dielétrico o óxido da porta do transistor. Além disso, o transistor MOS é uma chave analógica quase ideal, com *offset* zero e corrente de controle nula.

O processo PMOS não é recomendável, simplesmente porque sua utilização em novos sistemas vem declinando. Por outro lado, o NMOS de portas metálicas é ainda um processo pouco usado. É o CMOS de portas metálicas está difundido e bem aceito, sendo então o selecionado para o receptor DTMF.

Os processos MOS de portas de silício proporcionam, normalmente, uma maior densidade de circuito e menores capacitâncias parasitas que os de portas metálicas. O auto-alinhamento das portas de poli-silício com as difusões drenosupridouro, entretanto, torna impossível a obtenção de um capacitor com um coeficiente de baixa tensão entre o poli-silício e o silício homogêneo. E o que é pior, o dielétrico formado entre o poli-silício e o metal é normalmente do tipo depositado, que apresenta grandes efeitos de histerese. Assim, é simplesmente inviável obter-se bons capacitores com os processos NMOS e PMOS de portas de silício.

Excelentes capacitores, porém, podem ser conseguidos com o processo NMOS de poli-silício duplo, entre duas camadas desse material. É o processo utilizado na confecção das memórias PROM, por exemplo, onde se emprega dióxido de silício térmico entre as camadas de poli-silício. O único problema apresentado por essa técnica está no fato de ser relativamente recente e ainda de difícil produção, sendo uma exclusividade das grandes companhias especializadas em memórias. Para o futuro, promete ser uma excelente opção para filtros por chaveamento de capacitores.

Uma última possibilidade, extraída do espectro dos processos LSI, é o CMOS confeccionado em substratos de safira, sempre visto com interesse para a produção de CIs analógicos. Contudo, poucas versões desse processo parecem oferecer capacitores satisfatórios, com coeficientes de baixa tensão. E convém lembrar que as correntes de fuga, nos transistores SOS (silício sobre safira), chegam a ser 100 vezes maiores que as de transistores MOS de silício homogêneo. Como os sinais dos filtros por chaveamento circulam como cargas em capacitores de apenas alguns picoFarads, essas correntes de fuga poderiam causar *offsets* CC indesejáveis — problemáticos quando se trata de filtros de baixa frequência, tal como o filtro de rejeição de 60 Hz, bastante utilizado. Em suma, CMOS sobre safira não tem a menor chance em filtros por chaveamento de capacitores.

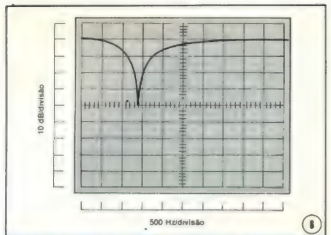
res relacionados, por exemplo, aumenta a possibilidade de que serão submetidos às mesmas variações da máscara e do processo (como no caso em que o óxido da porta, que determina a capacitância, sofre alguma variação em sua espessura, ao longo da pastilha). Desse modo, a proximida-

de de capacitores cruciais é de grande importância.

Uma outra regra geral manda que se mantenha a mesma razão periferia/área para os capacitadores relacionados, minimizando assim os efeitos de contração no processamento. Se essas regras forem respeitadas, os capacitores serão

A cada mês novos produtos são lançados no mercado eletrônico, equipamentos são inventados e aperfeiçoados, a NASA inicia mais uma missão, novas idéias e conceitos surgem em áudio, previsões são feitas sobre o avanço da eletrônica em todas as áreas do conhecimento humano. Você vai perder tudo isso?

Lendo *Nôva Eletrônica*, você se mantém informado.



Rejeição de banda de 2ª ordem — A resposta em frequência de um filtro de rejeição de banda de 2ª ordem apresenta um Q de 0,8 e uma rejeição de 40 dB em 1404 Hz. Três seções desse tipo, ilustradas na figura 4B, ligadas em cascata, formam os dois filtros de eliminação de banda do integrado DTMF.

um modelo de estabilidade: os coeficientes absolutos de tensão e temperatura serão de 20 ppm/V e 20 ppm/°C, respectivamente.

Chaves analógicas

O transistor MOS pode funcionar como uma excelente chave analógica, pois apresenta uma razão liga/desliga de até 90 dB, dependendo de sua construção, além de não possuir uma inerente tensão de *offset*. Dependendo da faixa de sinais envolvida, bastará utilizar chaves de canal único. As chaves do tipo CMOS são as que permitem uma maior liberdade de utilização das tensões de alimentação do sistema.

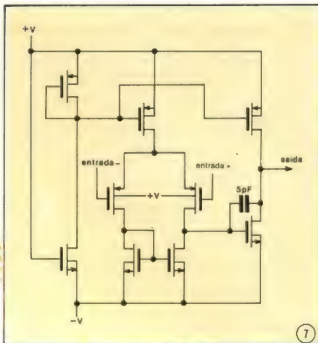
Há uma precaução a ser tomada com essas chaves: com seu tamanho mínimo, elas apresentam uma resistência de dezenas de quilohms, quando estão ligadas e, assim, a completa transferência de carga poderá tomar várias centenas de nanossegundos, dependendo da carga capacitiva.

Sendo filtros de amostragem de dados, os filtros chaveadores devem fazer com que todos os nós de seus circuitos estabilizem **entre** as amostragens. Desse modo, a frequência útil de tais filtros fica limitado pelo tempo de estabilização dos integradores operacionais. É possível obter, atualmente, estabilizações de 1 µs, o que implica numa frequência máxima de *clock* de 1 MHz. Por enquanto, o valor máximo atingido foi de 200 kHz, imposto pelo critério de Nyquist. Mas com a evolução das tecnologias espera-se elevar tal limite.

Os operacionais

Os amplificadores com transistores MOS produzem mais ruído elétrico que os melhores amplificadores bipolares. A tensão RMS total do ruído, integrada sobre a banda de áudio e aplicada à entrada de um operacional MOS, situa-se na faixa de 10 a 50 µV; operando o sistema com tensões entre 10 e 12 V, o máximo sinal RMS, sem sobrecarga, é de 2,5 V. Ora, então a maior relação sinal/ruído, no caso, é de 100 dB, para sistemas de um só estágio amplificador. Já em filtros com vários amplificadores esse fator costuma ficar entre 80 e 90 dB, adequado para comunicações de dados, sinalização por tons e canais telefônicos de voz, e inaceitável para sistemas de som e música de alta qualidade.

O operacional CMOS básico, reproduzido 40 vezes no integrado DTMF, pode ser visto na figura 7. Devido à grande quantidade de amplificadores, procurou-se minimizar a área e o consumo de cada um deles. Já que as cargas são re-



Operacional — O operacional CMOS básico, à esquerda, 40 vezes no receptor DTMF. Sua pequena área e minimização da área do Q e seu consumo. Cada um deles absorve apenas 0,1 mW e ocupa 0,11 mm² somente.

presentadas por pequenos capacitores, não foi necessário adotar uma baixa impedância de saída, que iria requerer transistores de saída mais robustos.

O amplificador da figura 7 apresenta um ganho em malha aberta de 3000, uma largura de banda, com ganho unitário, de 2 MHz, dissipação de 5 mW e um período de estabilização de 3 µs. A área ocupada da pastilha é de apenas 0,14 mm², para cada amplificador — um quarto da área que um típico operacional bipolar ocuparia.

Outras aplicações

A combinação de funções analógicas e digitais num único integrado com densidades LSI, sugere uma infinidade de outras utilidades. É o caso, por exemplo, de um filtro elíptico passa-baixas, de 5ª ordem e corte brusco, empregado na amostragem de sinais de voz, na telefonia PCM (Pulse-Code Modulation — modulação codificada em pulsos). Pelo menos duas firmas já estão aplicando os filtros de capacitores chaveados para esse caso.

Esses filtros requerem um *ripple* passa-banda inferior a $\pm 0,125$ dB e uma relação sinal/ruído total da ordem de 85 dB, um verdadeiro desafio à tecnologia dos filtros. Apesar dos filtros CCD se adaptarem a tal aplicação, os filtros chaveadores incorporam a função de rejeição dos 60 Hz e apresentam vantagens no desempenho sinal/ruído.

Os modos para transmissão de dados também podem ser montados sob a forma completamente integrada. É possível, por exemplo, realizar normalmente uma transmissão fsk (frequency-shift-keyed-transmission — transmissão por desvio de frequência chaveado) para ritmos de dados entre 100 e 600 b/s. Nesse caso, um sintetizador de frequências desenvolve versões digitais dos sinais a serem transmitidos, a partir de um preciso oscilador a cristal, enquanto um conversor D/A produz os sinais senoidais transmitidos, chaveados entre 1070 e 1270 Hz, para um terminal de origem, ou entre 2025 e 2225 Hz, para um terminal de destino. Um filtro passa-banda de 6ª ordem define uma das duas bandas recebidas, entre 1000 e 1350 Hz ou entre 1950 e 2300 Hz, dependendo do terminal estar operando como origem ou des-

tino. Um detector de cruzamento em zero e um temporizador fazem as vezes de demodulador. Os circuitos digitais adicionais fornecem a lógica de controle de terminal, de resposta e desconexão automática, além das funções de clock e temporização. Modems de uma só pastilha, incorporando todos esses elementos e construídos com filtros chaveadores serão comercializados a partir do próximo ano.

Outras novas e importantes aplicações são a de processamento de voz e a introdução e extração de voz em computadores. A síntese de fala utilizando técnicas digitais foi apresentada recentemente (veja o artigo "Três integrados sintetizam a fala humana", NE nº 32), produzindo sinais de fala de alta qualidade, a partir de uma corrente seriada de dados de 2400 bits por segundo, ou menos.

Se por um lado as técnicas LPC (Linear predictive coding — Codificação linear previsível) são utilizadas com sucesso nessa aplicação, pelo outro existe uma abordagem alternativa para se codificar e sintetizar a fala, que é a análise de formantes, um método analógico que oferece algumas vantagens. Em primeiro lugar, essa técnica é perfeitamente adequada ao sistema de *vocoders* (codificadores/decodificadores de voz); justamente onde a técnica LPC requer uma análise mais complexa, a análise de formantes codifica sinais de voz utilizando apenas um analisador de espectro e um extrator de tom. Além disso, essa abordagem analógica é capaz de produzir fala de boa qualidade a um ritmo de dados inferior ao da técnica digital LPC.

Os elementos do sistema *vocoder* prestam-se muito bem às técnicas LSI que combinam circuitos analógicos e digitais. O principal atrativo dessa abordagem está em sua área, que pode ser consideravelmente menor que a ocupada pelos circuitos LPC.

Frequências de "clock" à vontade

É o que oferece o oscilador TTL padrão. As frequências fornecidas cobrem a faixa de 1 Hz a 1 MHz, em variação discreta. Sua precisão, que é de 0,01%, é garantida por um oscilador a cristal. Na saída, você pode contar com uma forma de onda quadrada, simétrica e compatível com os níveis TTL.



KITs NOVA ELETRÔNICA
para amadores e profissionais

A VENDA: NA FILCRES
E REPRESENTANTES

O Vento Eletrônico

*está na Bahia. Lá você encontra também
um grande estoque de componentes e
todos os demais Kit's Nova Eletrônica.*

TV-Peças Ltda.

Rua Saldanha da Gama, 9 — Sé

Fone: 242-2033 — Salvador.

Módulos bubble: cada vez mais importantes para a armazenagem em massa

William C. Mavity,

Rockwell International, Calif.

Placas contendo quatro integrados bubble de 256 kbits representam substituição ideal para sistemas convencionais de armazenagem de dados.

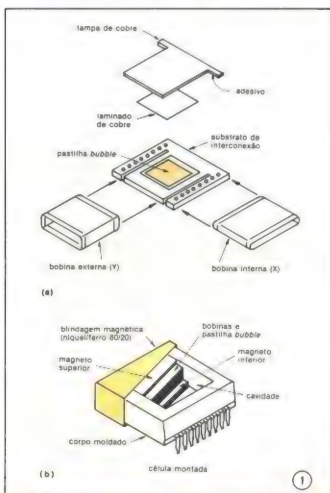
As memórias bubble RBM 256, capazes de armazenar 256 kbits numa pastilha de 1 cm², dão nova vida ao velho ditado que diz que as boas coisas vem em pequenos frascos. Projetadas com base em exaustivas pesquisas junto a projetistas de sistemas, deverão substituir, em breve, meios tradicionais de armazenagem, tais como memórias semicondutoras e discos.

A arquitetura e as características desses dispositivos fazem deles uma atraente alternativa, assim como as duas placas que, juntas, formam um sub-sistema com capacidade para mais de 1 megabit. Tais placas são constituídas por um módulo linear, que contém 4 integrados bubble e circuitos de operação, e por um módulo de controle programável, que controla vários módulos lineares.

O novo CI proporciona todas as vantagens já reconhecidas da tecnologia bubble: tamanho reduzido, baixo consumo, retenção de informações por tempo indefinido, leitura não-destrutiva e tempo de acesso moderado. Além disso, podemos citar sua elevada confiabilidade, devido à completa ausência de partes móveis; sua densidade de armazenamento, maior que a de qualquer outra memória seriada; e seu baixo custo por bit, tanto devido à sua elevada densidade, como ao seu processo de produção.

A estrutura

O RBM 256 apresenta-se num encapsulamento DIP de 18 pinos e 3 cm de lado (figura 1). Dois ímãs permanentes, instalados na parte superior e inferior da cavidade que contém a pastilha, fornecem o campo magnético de polarização. Entre os dois ímãs existem duas bobinas ortogonais, X e Y,

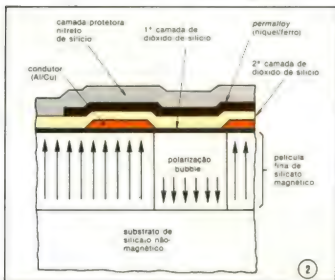


Um verdadeiro sanduiche - A pastilha bubble de 256 k é montada sobre um substrato de interconexão, sendo depois coberta por uma tampa de cobre e envolvida por duas bobinas. Esse conjunto é então moldado num único bloco de 18 pinos. Os ímãs, colocados acima e abaixo do conjunto, fornecem a polarização necessária.

alimentadas com uma defasagem de 90° de forma que X dirija Y, para criar um campo magnético rotativo (no sentido horário) no plano do dispositivo *bubble*. O campo magnético de 150 kHz é o responsável pelo movimento das "bolhas", ao ritmo de uma posição de bit a cada 360° de rotação. As bobinas podem ser alimentadas continuamente ou então na modalidade intermitente, sem perda de dados.

No interior das bobinas há uma placa de cobre, que atua como uma blindagem eletrostática para a linha sensora. Ela funciona também como uma superfície equipotencial, forçando as linhas magnéticas do fluxo a permanecerem paralelas à pastilha; em outras palavras, assegura uma distribuição uniforme do campo magnético. Abaixo da placa, no interior de uma cavidade, está o integrado, sustentado por um substrato não-magnético. A cavidade é preenchida com epóxi logo após a instalação de todo o conjunto.

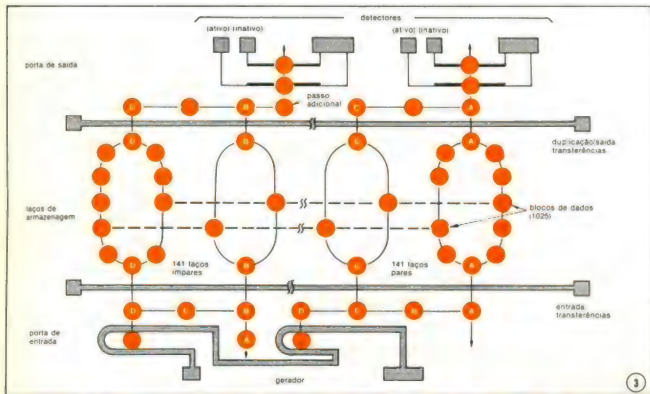
Para fabricar esse integrado são necessárias duas máscaras de precisão, somente (figura 2), em contraste às várias exigidas por memórias à base de silício. Em primeiro lugar, são feitas duas deposições sobre a película magnética: uma fina camada de dióxido de silício, para evitar tensões mecânicas na superfície da película de silicato, e a



Só duas máscaras — As "bolhas" formam-se numa película fina de silicato magnético. Apenas duas máscaras de precisão são necessárias para a formação das outras camadas; a primeira delas define pistas e laços no alumínio/cobre e a outra, produz os traços em "V" no permalloy.

seguir uma camada de uma liga alumínio/cobre. A primeira máscara define as pistas e laços condutores sobre essa última camada, onde vão acontecer a geração e o chaveamento das "bolhas".

Em seguida, deposita-se uma segunda camada de dióxido de silício, encarregada de isolar e separar a película seguinte, de permalloy, do substrato de silício. E a segunda máscara, executada sobre essa película, vai for-



Duplicação de blocos — O integrado possui uma porta de entrada, onde as "bolhas" são geradas, laços onde são armazenadas, e uma porta de saída, onde são convertidas em impulsos elétricos. No total, são 282 laços, cada um com 1025 posições de bits, o que perfaz 1025 blocos por integrado.

mar os traçados em "V", que definem os locais para a propagação e detecção das "bolhas". A liga *permalloy* é constituída de níquel (80%) e ferro (20%), recebendo e perdendo facilmente sua magnetização.

As pistas em forma de "V" exigem apenas um entreferro por célula, ao invés dos dois que eram necessários nas pistas em "H" e "T" convencionais. Além de haver menos entreferros a produzir, eles podem ser um pouco maiores, tornando as tolerâncias menos rigorosas e elevando o rendimento. A distância entre os centros das pistas em "V" é de 14 µm, ou seja, aproximadamente 4,5 vezes o diâmetro das "bolhas" geradas no integrado. A película de silicato tem uma espessura aproximada de 3 µm.

A arquitetura

Os traçados do RBM 256 formam uma arquitetura de duplicação de blocos que permite acesso aos blocos de dados da maneira que é verificada em discos e fitas magnéticas. O integrado é composto por três partes distintas (figura 3): as "bolhas" são geradas na porta de entrada, armazenadas nos laços e lidas ou apagadas na porta de saída. A presença de uma "bolha" indica o nível "1" e, evidentemente, sua ausência representa o "0".

O bloco de dados compreende as mesmas posições relativas de bits, em todos os laços de armazenagem, com os bits sendo introduzidos e extraídos pelo lado direito e esquerdo da pastilha, alternadamente (bits pares pela direita e bits ímpares pela esquerda). No RBM 256, existem 1025 posições de bits por laço, o que significa 1025 blocos por dispositivo. Em muitas aplicações, o 1025º bloco não é utilizado, por apresentar um valor superior a uma potência de 2.

O dispositivo contém 282 laços, sendo que 260 deles com o desempenho garantido, dentro das especificações. Os 22 restantes, inutilizados, são identificados na ocasião em que o integrado é despachado. O usuário armazena as informações sobre laços bons ou ruins em uma memória PROM independente. Sempre que vários dispositivos *bubble* são reunidos em uma placa (como se costuma fazer, normalmente), uma PROM convencional de mapeamento pode acomodar até 16 memórias. O perigo de se armazenar informações sobre os laços na própria memória *bubble* está nas falhas lógicas ou elétricas, que poderiam destruir tais informações, exigindo então manutenção do próprio fabricante.

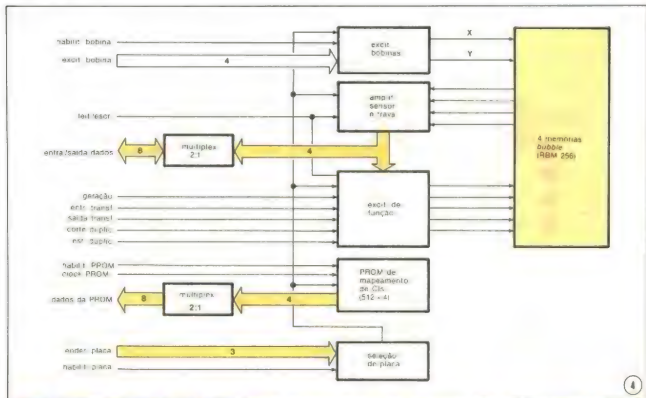
Numa aplicação típica, 256 dos 260 laços bons contêm dados binários, en-

quanto os quatro restantes são utilizados para organização. Assim, com 1025 blocos de 260 bits cada, existem 266 500 bits úteis para acomodar inúmeras aplicações, sempre substituindo discos magnéticos e outros meios de armazenamento binário. Utilizando-se oito integrados RBM 256 em paralelo, pode-se empregar os 32 bits adicionais do bloco de 2080 bits num cabeçalho e num sufixo, ambos com 16 bits, para caracteres de verificação cíclica por redundância.

Na porta de saída do integrado, os laços tangenciam uma série de chaves de duplicação/saída de transferências (ainda na figura 3). Cada duplicação ou transferência é efetuada em um bloco inteiro por vez.

Durante a duplicação, cada uma das "bolhas" do bloco sofre um estiramento e, em seguida, uma divisão, dando origem a duas "bolhas" idênticas. Um dos conjuntos continua seu percurso ao longo dos laços, enquanto o outro é enviado a uma das duas pistas de leitura. Já que os 22 laços inválidos estão espalhados entre os 282, todos eles são lidos, após o que o circuito de controle executa uma compactação da corrente de dados para a forma válida de 260 bits.

Dois detectores independentes se alternam na operação, durante o processo de leitura. São ambos compos-



Linhas lineares — Dados de 4 bits de largura, vindos das memórias *bubble*, são dirigidos a quatro das oito linhas de dados de módulo linear, através de um multiplexador. As demais linhas servem para habilitação de módulo, habilitação de bobina (que dá início ao movimento de dados), escrita ou leitura e informação de laço defeituoso.

tos por dois elementos magneto-resistivos, e ficam ligados numa configuração em ponte, a fim de proporcionar máximo cancelamento de ruído e, assim, uma elevada relação sinal-ruído. Como todos os 282 bits de um laço são transferidos simultaneamente, é preciso providenciar um meio de entrelaçá-los numa corrente seriada. Como se pode observar na figura 3, esse entrelaçamento é feito pelos pontos adicionais (denominados "espaçadores"), localizados entre os pontos de transferência, e também pelo passo adicional.

No ciclo seguinte do campo rotativo, a "bolha" A irá alcançar um detector ativo, ao mesmo tempo em que B estará exatamente no passo adicional; enquanto isso, C e D terão alcançado os espaçadores. No outro ciclo, A irá se alojar em seu detector inativo e B, em seu detector ativo; C estará numa pausa, a fim de ser deslocada para seu detector ativo, e D terá sido movida para a posição que B ocupa na figura.

Na operação de apagamento, o bloco de dados é simplesmente transferido para as pistas de leitura, ao invés de ser duplicado na porta de saída. Sendo assim, é possível ler o bloco, antes de apagá-lo.

No extremo oposto da pastilha acontece a geração das "bolhas". O

circuito controlador utiliza a mesma memória PROM para garantir que os dados sejam transferidos para laços válidos. Um par de geradores, conectados em série, produz blocos pares e ímpares de dados, para que uma série de simples chaves os transfira para os laços bits ímpares para a esquerda, bits pares para a direita.

A frequência de operação de 150 kHz, o RBM 256 leva menos de 4 ms para ter acesso ao primeiro bit de um bloco e seu consumo é de 1 W, aproximadamente. A faixa de temperaturas de operação está entre - 10 a + 65 °C.

O módulo linear

Naturalmente, é preciso mais que um bom local de armazenagem para se ter uma memória em perfeita operação. Esse "algo mais" é proporcionado pelo módulo linear RLM 658 e pela placa de controle RCM 650. O módulo linear contém quatro memórias RBM 256, compondo um espaço de armazenagem de mais de 1 milhão de bits, organizado em 256 k por 4 bits.

A eletrônica necessária para operar os dispositivos, tal como o amplificador-sensor, os excitadores de bobinas, o gerador, etc., está toda incluída no módulo, assim como a PROM utilizada no mapeamento dos

laços inutilizados das quatro memórias da placa (figura 4).

Os dados de 4 bits provenientes das quatro RBM 256 são dirigidos a quatro das oito linhas de interface de dados, de acordo com o posicionamento de uma chave. As outras linhas de interface servem para a seleção ou habilitação de módulo, habilitação de bobina (para dar início ao movimento de dados), escrita ou leitura e informação de laços inutilizados, vinda da PROM. Cada um desses controles foi projetado para ser funcionalmente independente.

O interface do módulo utiliza níveis TTL, valendo o nível "0" como ativo para as barras bidirecionais de dados e sinais operacionais. Todos os elementos funcionais estão protegidos, pois nenhum comando é reconhecido sem a presença dos termos de seleção de módulo e seu sinal de habilitação de placa.

Os circuitos excitadores das bobinas, controlados por 4 sinais de temporização, ativa os dispositivos *bubble* em paralelo. Os circuitos sensores são constituídos por resistores, um pré-amplificador, um amplificador-sensor e uma trava. Os dados presentes nas linhas de saída permanecem válidos até o ciclo seguinte, desde que o módulo



BARREIRA LUMINOSA E INTERRUPTOR POR INFRAVERMELHO

Uma barreira de luz infravermelha que indica qualquer interrupção em seu feixe, com o atraso de apenas 10 ms.

Por operar no infravermelho, a barreira é invisível à luz ambiente.

Aplicações possíveis: contagem de peças, alarme, interruptor automático, etc.

A VENDA NA FILCRES E
REPRESENTANTES EM TODO
O BRASIL.

lineares, com todos os sinais de controle, a lógica de redundância e o endereçamento de placas suficiente à excitação de até 16 módulos.

Assim que a alimentação é aplicada, o controlador vai para a modalidade de *reset* e cada seção da memória (um único RLM 658 ou um par dos mesmos) é chamada em seu endereço presente. A memória RAM de 128 bytes do controlador é a responsável pelo armazenamento desse endereço. A sequência de aplicação da alimentação determina também o número de módulos existentes e o número de dispositivos *bubble* ativos em cada módulo. As modificações no comprimento dos blocos são automáticas.

Durante a operação de uma seção da memória, um certo contador permanece informado sobre as posições dos laços. Assim, se o endereço dos módulos de memória for sempre conhecido, o número de ciclos requeridos até o próximo endereço desejado pode ser calculado facilmente, fazendo com que as "bolhas" executem os passos

necessários ao acesso a qualquer bloco de dados. Uma memória RAM separada, de 1 kbyte, tem a função de *buffer* de dados.

A unidade central de processamento e três adaptadores de *interface* constituem o coração do módulo de controle. O módulo é instruído por um programa armazenado em uma PROM de 2 kilobytes e pelo conteúdo de vários registradores, ativados pelo processador hospedeiro e mantidos na RAM de 128 bytes. Através de comunicação automática com um dos adaptadores, o controlador envia comandos e dados de controle ao adaptador paralelo de *interface*. Este último atua como um dispositivo entrada/saída, sob o controle do Sistema 65.

Para a armazenagem e referência em um módulo linear, existe um DMA (acesso direto à memória) "invisível", que transfere os dados à RAM de 1 kbyte (o "invisível" quer dizer que o DMA não interfere com a operação do Sistema 65).

Nesse Sistema 65, os comandos de escrita e leitura às memórias *bubble* são idênticos, tanto durante o esta-

blecimento como durante a operação normal, diferindo apenas na direção do fluxo de dados. O usuário deve especificar na memória RAM os endereços de início e do bloco e também o número de blocos a que se deve ter acesso.

Um conjunto de sub-rotinas, denominadas excitadores entrada/saída de memórias *bubble*, escritas especialmente para o Sistema 65 e instaladas numa relação da memória PROM, organizam tais blocos em listas, com nomes que são guardados juntamente com os endereços dos blocos correspondentes, num local específico da *bubble*.

Essas sub-rotinas executam quatro funções principais: abertura e fechamento de lista, escrita e leitura de byte. Dessas quatro funções básicas pode-se obter rotinas mais complexas, tais como a inicialização da relação, a compressão de dados, a listagem, etc.

Em suma, o usuário tem a liberdade de empregar o controlador e os módulos lineares para ter acesso às informações estocadas nas *bubbles*, em qualquer caso padrão de aplicação de memórias.



LOGITRON

Equipamentos Elétricos e Eletrônicos Ltda.

ESTÁ A SERVIÇO DAS
INDÚSTRIAS DO

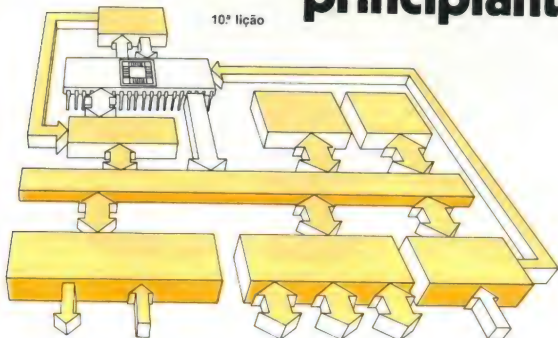
ABCDMR

R. CEL FERNANDO PRESTES, 767
FONE: 444-8520
STO ANDRÉ - SP.

**PROJETAMOS,
DESENVOLVEMOS,
CONFECCIONAMOS CIRCUITO
IMPRESSO,
E ATÉ MONTAMOS SEUS APARELHOS OU EQUIPAMENTOS COM
GRANDE RAPIDEZ E QUALIDADE.
CONSULTE-NOS, TRABALHAMOS
EM EXTREMO SIGILO.**

o 8080 para principiantes

10ª lição



Os visores ou displays digitais

Em muitos dispositivos eletrônicos, as informações são apresentadas aos operadores em *displays* digitais, aqueles nossos velhos conhecidos de sete segmentos. Além dos LEDs (diodos emissores de luz), há outros meios de se confeccionar tais visores, como sabemos. As outras duas tecnologias principais são a de cristais líquidos e a de células fluorescentes (que emitem luz verde, em geral, e são muito comuns em calculadoras de bolso). Nesta discussão, aqui, vai se limitar aos *displays* de LEDs, não só porque ainda são os mais utilizados, mas também por se adaptarem mais facilmente à lógica TTL (os fluorescentes exigem uma alimentação relativamente alta, enquanto os LCDs necessitam circuitos CA de excitação).

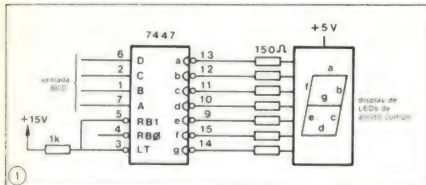
Decodificadores de segmentos

O método mais comum de se excitar um *display* de LEDs com sete segmentos é o que emprega um decodificador de segmentos, tal como os integrados TTL 7447 ou 9357. Esse decodificador trabalha convertendo um sinal BCD de 4 bits em outro sinal, que vai fazer acender os segmentos de LEDs, de acordo com o sinal de entrada. Seus terminais de saída (ativos em "0") são ligados diretamente ao visor, através de resistores limitadores de corrente. Veja a figura 1.

Em sistemas que utilizam microprocessador, a entrada BCD para o decodificador provém, normalmente, de um elemento de "trava". Dessa forma, o microprocessador executa uma ins-

trução de saída, que vai provocar um *strobe* na trava, transferindo assim os dados da barra de saída para o *display*. O dígito apresentado pelo visor continua o mesmo, até que a próxima instrução de saída seja executada. Uma boa maneira de se conseguir isso é mostrada pela figura 2, empregando-se decodificadores e travas separados.

A figura 2 mostra também uma forma de se economizar energia na alimentação dos *displays* de um sistema. Estamos acostumados a ver, em circuitos mais simples (como em frequencímetros, por exemplo), os *displays* sendo excitados continuamente pelos seus decodificadores; existe, no entanto, uma alternativa a esse método, que é a excitação por modulação



Decodificador e respectivo display.

de pulsos. Por exemplo, se um LED for excitado por uma onda quadrada, com um ciclo de trabalho de 25%, a corrente de pico necessária para igualar o brilho obtido com uma alimentação contínua será aparentemente 4 vezes superior a esta. Porém, como o olho humano tende a responder a intensidades de pico, na verdade a potência necessária para se ter a mesma sensação de brilho é 30% inferior ao valor CC. Uma desvantagem desse processo é a necessidade de capacitores adicionais na alimentação, a fim de suprimir transientes de chaveamento.

A modulação em pulso pode ser implantada por meio de um multivibrador 555, cuja saída é ligada ao pino de cancelamento de pulsos de saída (RBO) dos decodificadores, como exemplifica a figura 2.

Ainda na figura 2, vemos uma maneira prática de se utilizar os pinos de cancelamento de pulsos dos decodificadores na supressão de zeros não-significativos. Essa prática tem o objetivo de facilitar a leitura de números, em displays com vários dígitos. Assim, o valor 042.300, por exemplo, seria apresentado como 42.3.

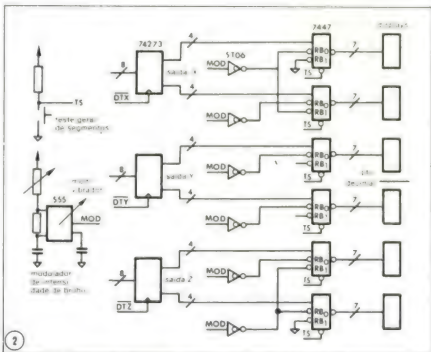
A supressão de zeros é automaticamente obtida ao se conectar o pino RBO (cancelamento de pulsos de saída) de um decodificador ao pino RBI (cancelamento de pulsos de entrada) do estágio decodificador seguinte. O estágio mais significativo deve ter seu pino RBI aterrado; por outro lado, esse pino deve permanecer em aberto nos estágios em que não se deseja a supressão de zero.

Nos exemplos vistos até agora, consideramos travas e decodificadores como elementos separados, dentro do circuito. Existem, entretanto, certos integrados (como o 9368) que combinam, num só encapsulamento, as funções de decodificação e travamento de dados. São muito úteis quando se deseja reduzir a quantidade de componentes e pistas nas placas de circuito impresso.

A multiplexação de displays

Em sistemas com múltiplos dígi-

tos, consegue-se uma considerável economia de circuito e interconexões pelo uso da multiplexação. Por esse processo um único decodificador de segmentos é partilhado no tempo, pelo chaveamento rápido entre os vários dígitos. Devido a essa característica, há um número mínimo conveniente e um número máximo possível de dígitos a multiplexar. Não é econômico aplicar a multiplexação em um pequeno número de displays, a não ser que os dados venham sob a forma seriada; as vantagens começam a surgir, normalmente, de 4 dígitos para cima. E



Modulação de pulsos e supressão de zeros utilizando-se hardware.

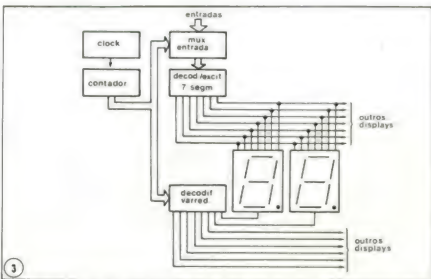


Diagrama de blocos de um sistema de displays multiplexados.

quando se tem mais de 12 dígitos, a multiplexação começa a tornar-se problemática, pois fica difícil excitar cada um, em sua parcela reduzida de tempo. Isto porque para apresentar um certo brilho, o visor precisa receber uma certa potência; quando é multiplexado, essa potência lhe é fornecida em pulsos, durante um fração de ciclo completo de varredura. Dessa forma, a tensão e/ou a corrente devem ser superiores aos valores de uma alimentação contínua.

Na figura 3 podemos ver o diagrama de blocos de um típico sistema de multiplexação, que emprega cinco unidades básicas:

* Um decodificador/excitador, normalmente convertendo os dados BCD da entrada para uma outra codificação, exigida pelos displays, normalmente

de 7 segmentos.

* Um seletor de endereços de entrada (multiplexador ou registrador de deslocamento), que recebe os dados BCD a serem entregues ao decodificador.

* Um decodificador de varredura, que seleciona o visor a ser excitado.

* Um contador de varredura, que endereça o decodificador de varredura e o seletor de endereços de entrada.

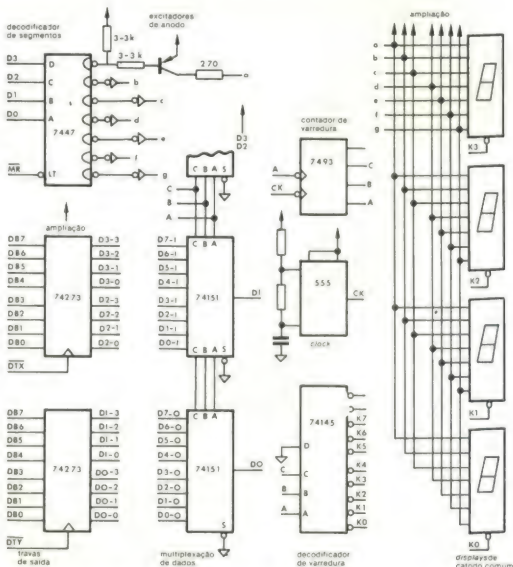
* Um circuito de clock, que determina o ritmo de multiplexação.

A figura 4 apresenta um sistema de multiplexação com todos os seus elementos. No caso, os visores estão conectados aos circuitos de saída de um microcomputador. Desse modo, dois dígitos são endereçados por vez, por meio de uma instrução de saída; as travas guardam esses dados, mantendo a

leitura estável, até que sejam endereçadas novamente.

Compare esse circuito com o diagrama de blocos da figura 3 e tente identificar os vários elementos. O 555, naturalmente, está funcionando como clock do conjunto; o 7493 é o contador de varredura; o grupo de CIs 74151 executa a multiplexação, enquanto o 74145 isolado faz as vezes de decodificador de varredura; e o 7447, por fim, é o decodificador. Como ele não tem a função de travamento incorporada, foram acrescentadas então as travas 74273 para executá-la.

O uso da multiplexação depende, é lógico, do projeto final do sistema em que seria utilizada. Com ela, surgirão uma série de vantagens e desvantagens.



4

Sistema de multiplexação com todos os componentes.

As vantagens:

- Menor número de componentes
- Traçado impresso simplificado
- interconexão reduzida, quando os visores são remotos

As desvantagens:

- Maiores correntes ou tensões de operação para se obter o mesmo brilho
- O ritmo de varredura deve ser superior a 1 kHz, minimizando a tremulação das luzes
- Desacoplamento das fontes de alimentação, para eliminar transientes de chaveamento
- Necessidade de um *clock*
- Qualquer falha no *clock* resulta na aplicação da alimentação total aos visores, podendo danificá-los, em sistemas desprotegidos

Os teclados e os microcomputadores

Muitos dispositivos digitais — especialmente os periféricos de compu-

tador, como terminais, *displays* e impressoras — utilizam teclados para receber informações de operadores humanos. Os teclados são considerados o meio mais rápido e confiável para uma pessoa introduzir informações em um sistema, para processá-las digitalmente. Com o desenvolvimento da tecnologia dos microcomputadores, a combinação de um teclado com um microprocessador tornou-se bastante comum.

O projeto de teclados é baseado no conceito de sistemas modulares, ou seja, praticamente toda a lógica necessária para se acrescentar um teclado ao sistema deve estar localizada no **teclado**, de modo que se o mesmo não for desejado, não haja custo adicional para o sistema básico.

O codificador de teclado

Como exemplo dessa classe de componentes, vamos considerar as características do integrado MM 5740, da National. Esse codificador possui 10 entradas e 9 saídas de varredura, podendo então aceitar um total de 90 teclas, sabendo-se que cada uma delas é identificada por uma única combinação de uma entrada e uma saída. Cada chave de tecla é conectada entre uma entrada e uma saída de varredura, com um diodo em série, como se vê na figura 5. Em teclados de baixo custo, os

diodos são omitidos; porém, se o operador pressionar inadvertidamente três teclas ao mesmo tempo, serão gerados caracteres estranhos. Os diodos bloqueiam as correntes espúrias e ajudam a eliminar o efeito de "tecla fantasma".

Contadores em anel, internos a decodificadores, fazem a varredura tanto da matriz de chaves como de memória ROM interna, simultaneamente. Uma tecla pressionada produz um pulso, ocasionando a transferência da palavra armazenada correspondente a essa tecla, da ROM para uma trava de saída de nove bits. No modelo MM 5740AAE, a palavra de saída inclui também o código ASCII de sete bits, para o último caractere reconhecido. B8 é um bit de paridade, que não é utilizado, em nosso caso; B9, por sua vez, é o bit de repetição seletiva, será discutido mais à frente.

Uma pessoa rápida no teclado nem sempre libera uma tecla antes de pressionar uma outra e, por isso, o teclado ideal deve responder apenas ao **fechamento** de uma chave de tecla, sem considerar o **tempo** que essa chave permanece pressionada. O integrado 5740 possui tal característica, que é obtida pela comparação constante do estado de cada chave com a condição da mesma na última varredura. Para isso, alimenta-se um registrador de des-

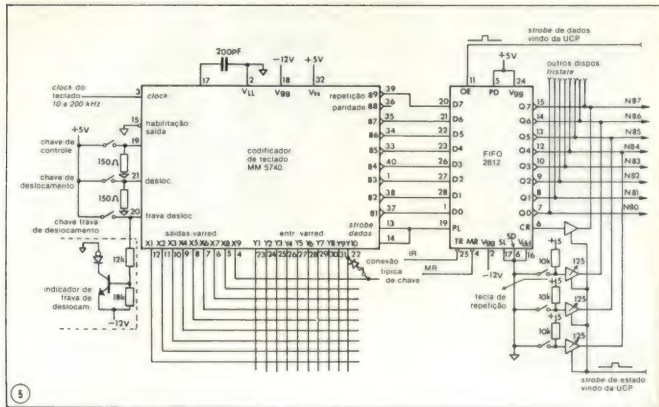
CASA STRAUCH

**TTL DIODOS LINEARES TRANSISTORES CIRCUITOS IMPRESSOS
KITS NOVA ELETRÔNICA**



Vitória — Espírito Santo

Av. Jerônimo Monteiro, 580 — Tel.: 223-4657



Acoplamento de um teclado com o microprocessador: apenas 3 CIs.

locamento de 90 bits com o pulso de detecção da tecla. Somente uma transição de "0" para "1" (que identifica o fechamento de uma chave de tecla) é capaz de transferir a palavra da memória ROM para as travas de saída.

O "rebote" ou oscilação mecânica dos contatos das teclas, que poderia causar o aparecimento de caracteres repetidos, é eliminado por um retardo de alguns milissegundos, após a detecção da tecla, durante o qual são ignorados quaisquer fechamentos indesejáveis dos contatos. O capacitor que aparece conectado ao pino 17 do codificador está encarregado de produzir tal retardo.

O MM 5740, como vários outros codificadores de teclado, requer um oscilador externo, trabalhando na faixa entre 10 e 200 kHz, para acionar os contadores de varredura. Normalmente, esse sinal pode ser conseguido em algum ponto do próprio microcomputador (dos circuitos principais de tempo do microprocessador, por exemplo). Existem, é claro, integrados codificadores que já trazem seu próprio oscilador, exigindo apenas um resistor e um capacitor externos para fazê-lo funcionar.

Neste CI da National, as teclas de deslocamento, trava de deslocamento e modo de controle não são submetidas à varredura; o codificador, porém mantém-se continuamente informado

sobre a condição das mesmas. No circuito apresentado, inclui-se um LED para indicar a situação de trava de deslocamento. Da mesma forma que ocorre em uma máquina de escrever, o operador pode remover a condição de trava ao pressionar a tecla de deslocamento.

Assim que o codificador reconhece um acionamento de tecla, leva sua saída *data strobe* ao nível lógico "1", a qual está ligada diretamente ao pino *data strobe control* (controle do *strobe* de dados); este por sua vez, vai provocar um *reset* na saída do codificador, na descida do próximo pulso de *clock* do teclado. Dessa forma, a palavra de dados permanece na saída do codificador por apenas um período de *clock*, permitindo uma operação à máxima velocidade. No entanto, se não houver nenhuma outra armazenagem temporária, além do caráter guardado pelo codificador, o microprocessador teria que testar os dados do teclado a um ritmo elevado, impondo-se severas e desnecessárias restrições a seu *software*.

Para evitar isso, costuma-se empregar a memória FIFO (First-In/First-Out: primeiro a entrar/primeiro a sair; veja o artigo "Anatomia de uma FIFO", NE N° 8). A FIFO 2812, por exemplo, fornece armazenagem para até 32 caracteres. Sua entrada de carregamento paralelo (PL) é ativada pela saída *data*

strobe do codificador, recebendo assim uma palavra vinda do teclado, sempre que um acionamento de tecla é reconhecido. Assim que adentra a memória, o caráter é conduzido por todas as 32 posições, até a saída, ou até ser imobilizado por um caráter previamente introduzido. Enquanto houver pelo menos um caráter guardado na FIFO, seu terminal de dados à disposição (*output ready*) permanecerá no nível "1"; esse terminal é periodicamente verificado pelo microprocessador, para se informar sobre novos dados vindos do teclado. Em suma, com a operação controlada dessa memória, o microprocessador não precisa verificar os dados de entrada com tanta frequência.

Um certo controle da FIFO, chamado de transferência paralela (PD = *Parallel Dump*), fica permanentemente habilitado, pela conexão a +5V; mas a função de transferência paralela também está relacionada, internamente, com o terminal de habilitação de saída, de forma que o primeiro caráter recebido não será transferido antes que esse terminal seja ativado. Assim, quando a memória é ativada, ela imediatamente permite que o microcomputador leia a palavra, para depois transferi-la, fazendo com que o caráter seguinte ocupe a posição de saída. Podemos ver, na figura 6, toda a temporização envolvida nesse processo. Observe

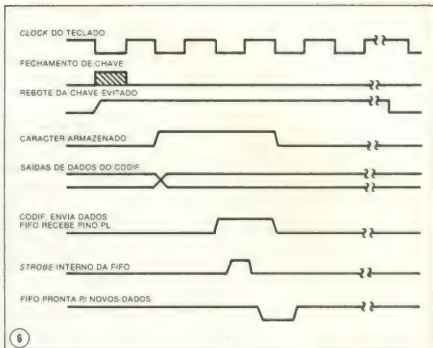
que o atraso existente entre o aparecimento do pulso de strobe dos dados e o surgimento desse dado no microcomputador é inferior a 40 ns, no caso na FIFO 2812 (figura 7).

Todos os registradores internos da FIFO sofrem uma "limpeza", sempre que a alimentação é aplicada, pelo circuito de *reset* do microcomputador, evitando que a memória tome qualquer estado aleatório inicial como dados vindos do teclado.

O acesso ao microprocessador

O sistema que estamos considerando, em nosso curso, é o de UCPs de oito bits, com circuitos de entrada estruturados em barras. Os dispositivos que desejam ter acesso às entradas da UCP são todos conectados à mesma barra, que os liga diretamente aos terminais de entrada da mesma. Esses dispositivos devem utilizar excitadores de barras *tristate*.

Tal sistema emprega duas instruções de entrada para receber informações vindas do teclado: entrada de estado (*status input*) e entrada de dados (*data input*). O microprocessador executa periodicamente uma instrução de estado de entrada, enviando um pulso que vai ativar a linha correspondente; isto vai fazer com que o bit de dados à disposição da FIFO alcance o bit 7 de entrada da UCP (O bit NB7). Esse bit é verificado periodicamente pela UCP, e



Temporização da transferência de dados da FIFO para a UCP.

sempre que está em "1", ela sabe que há dados vindos do teclado, e executa então uma instrução de entrada de dados. Essa instrução, por sua vez, aciona a linha correspondente, ativando o

terminal de habilitação de saída da FIFO, que transfere o carácter postado na saída para a barra de entrada do microprocessador.

Os sete bits de baixa ordem da pala- ➔

«KITS» NOVA ELETRÔNICA E COMPONENTES

COMÉRCIO
DE APARELHOS
ELETRÔNICOS LTDA.

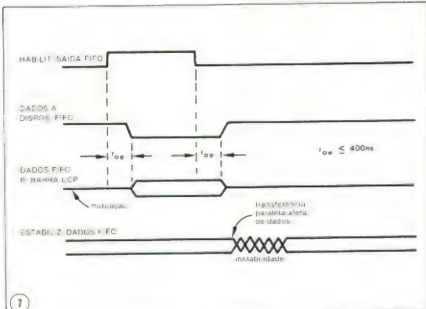
Curitiba — PR
Av. Sete de Setembro, 3664 — Fone: 24-7706

vra vinda do teclado levam o caracter, codificado em ASCII. O bit de mais alta ordem, B9, é o responsável pela função de repetição seletiva, uma das mais interessantes características do sistema.

A função repetição

A tecla de repetição automática — usada normalmente para retrocesso ou para sublinhar palavras — poderia ser incluída ao se conectar o terminal de repetição do codificador a um clock externo de 10 Hz, através de uma tecla apropriada. Assim, os circuitos internos só permitiriam a repetição de caracteres para os quais o bit B9 estivesse em "1", tais como o "x", o hífen, o travessão, etc. Essa abordagem, porém, iria requerer um clock externo e, portanto, componentes adicionais.

Uma alternativa mais simples é ligar B9 ao bit de mais alta ordem da barra de entrada do microprocessador, enquanto a tecla destinada a essa função é ligada ao segundo bit mais significativo da UCP, através de um excitador. Desse modo, a função de repetição pode ser implementada apenas com algumas instruções a mais nos programas do microprocessador. Essa



Retardo inerente da barra e estabilidade garantida para os dados durante a transferência.

técnica obedece ao 1º axioma do projeto de microcomputadores: programação (ou *software*) é sempre melhor que componentes adicionais (ou *hardware*). Em outras palavras, é mais barato e simples adicionar instruções em uma ROM do que adicionar integrados ao sistema.

Existe uma segunda forma de se

acoplar um teclado a uma UCP, por meio da FIFO, que merece ser citada, pela sua popularidade: o sinal OR da memória (dados à disposição) pode produzir interrupções na operação do microprocessador. Nesse caso, as instruções de processamento dos dados do teclado farão parte da rotina de interrupção.

Assinar Nova Eletrônica só traz vantagens

Você paga praticamente o mesmo preço das bancas, mas não precisa se preocupar em procurar cada número pelas bancas de seu bairro ou sua cidade, já que você o recebe em casa, confortavelmente.

Além disso, com o primeiro número de cada nova assinatura vem sempre um brinde, exclusivo para os assinantes. Como brinde você pode escolher quatro números atrasados de NE (boa oportunidade de completar sua coleção, de graça) ou então duas capas, entre os volumes I a X (boa oportunidade de começar a encapar sua coleção, para protegê-la).

Não hesite mais. Procure a folha de assinaturas, neste número mesmo, preencha e escolha seu brinde. Depois, mande para a gente e espere pela melhor revista de eletrônica em sua própria casa.



DESISTA DE PROCURAR!
O QUE VOCÊ PRECISAR EM ELETRÔNICA ESTÁ NA
RÁDIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.



REVENDEDORES AUTORIZADOS EM TODO ABC

**SCHRACK • SEMIKRON • SIEMENS • PEXTRON • MOTOROLA • IBRAPE
RCA • TEXAS • PHILIPS • PHILCO • SANYO • SYLVANIA • NOVIK • DELTA
CONSTANTA • JOTO • WHINNER • ENÉR • SELENIUM • LABO • MALLORY
AMPLIMATIC • ETC**

DISTRIBUIDORES DOS KITS NOVA ELETRÔNICA

MATRIZ:

Rua Cel. Alfredo Flaquer, 110 — Santo André

Vendas — Fone: 449-6688 (PABX)

Inscr. 626.020.510

FILIAL 1:

Rua Manoel Coelho, 163 — Fones: 442-2069 e 442-2855 — São Caetano do Sul

Inscr. 636.012.510

FILIAL 2:

Rua Marechal Deodoro, Lojas 10/11 — C. Anchieta — Fones: 442-3299 e 448-7725

São Bernardo do Campo — Inscr. 635.006.960 — Prédio próprio.

VENDAS PELO REEMBOLSO POSTAL E AÉREO sofrem um acréscimo de Cr\$ 70,00 para despesas, nas compras abaixo de Cr\$ 1.000,00

PRÁTICA EM TÉCNICAS DIGITAIS

13.ª lição

OU Exclusivo, NOU Exclusivo e suas aplicações

Um dos mais amplamente usados circuitos lógicos combinacionais é o OU exclusivo. Ele aparece tão frequentemente nos circuitos lógicos que é por muitos considerado como uma das funções lógicas básicas, ao lado da E, OU e NÃO. O OU exclusivo é um circuito combinacional de duas entradas que produz uma saída 1 binário quando uma, mas não ambas, das suas entradas é 1 binário.

O circuito lógico OU comum pode ser referido como OU inclusivo. Ele produz 1 binário na saída se qualquer uma, ou mais de uma, das suas entradas apresenta 1 binário. O OU exclusivo produz saída 1 binário unicamente se as duas entradas são complementares. A tabela 1 compara a saída dos circuitos OU inclusivo comum e OU exclusivo. As entradas são A e B e a saída é C.

OU inclusivo				OU exclusivo			
A	B	C		A	B	C	
0	0	0		0	0	0	
0	1	1		0	1	1	
1	0	1		1	0	1	
1	1	1		1	1	0	

tabela 1

A função OU exclusivo pode ser descrita como uma função booleana. Usando uma técnica que você já aprendeu (ou ainda poderá aprender) através do curso de Álgebra Booleana (NE n.º 15 a n.º 20), não encontrará dificuldade em escrever a equação lógica a partir da tabela verdade. Observando as condições da entrada que produzem saída binária 1, você pode escrever a saída soma de produtos:

$$C = \bar{A}B + A\bar{B}$$

Um símbolo especial é empregado para designar a função OU Exclusivo em expressões booleanas. Como o sinal + representa OU e o círculo representa a função E, o símbolo \oplus representa a função OU exclusivo. O OU exclusivo das entradas A e B é expresso como indicamos a seguir:

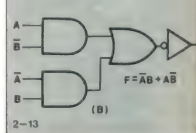
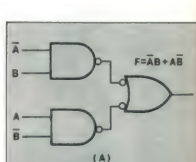
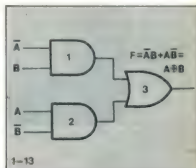
$$C = A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$$

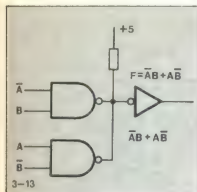
A função OU exclusivo pode ser implementada simplesmente com portas E e OU comuns, como se vê na figura 1-13. A expressão X-OU é frequentemente usada para indicar a função OU exclusivo.

A figura 2-13 mostra diversas maneiras de implementar a função OU exclusivo com portas NE e NÖU. A função OU exclusivo implementada com portas NE é ilustrada na figura 2-13A. A implementação NOU da função X-OU está na figura 2-13B.

A figura 3-13 mostra como a função OU exclusivo pode ser desempenhada usando a conexão OU de fios. Aqui as saídas de coletor aberto das portas TTL ou DTL podem ser ligadas conjuntamente para produzir a função OU requerida pela operação X-OU.

Os circuitos OU exclusivo das figuras 1-13, 2-13 e 3-13 presumem todos que ambas as versões, normal e complementar, dos sinais de entrada A e B são disponíveis. Se isso não ocorrer, inversores de entrada poderão ser utilizados para produzi-los. Em alguns circuitos isto significa componentes extras e um grande número de interconexões. O circuito OU exclusivo da figura 4-13 evita este problema. Somente os sinais de entrada A e B necessários para gerar a função X-OU na saída. Este





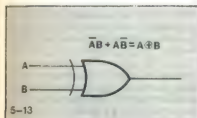
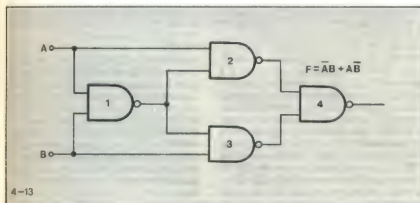
NOU Exclusivo

Uma versão muito usada do OU exclusivo é o circuito NOU exclusivo (X-NOU). A tabela verdade para este circuito é dada a seguir:

tabela II

A	B	C
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Note que a saída equivalente é 1 binário quando as entradas A e B são iguais. Se as duas entradas estão em 0 ou em 1, a saída deve ser 1. Como resultado, o NOU exclusivo é algumas vezes indicado com um circuito de equivalência ou comparador. Compa-



circuito pode ser facilmente construído, por exemplo, a partir de um CI comum com quatro portas NE de duas entradas, como o TTL 7400.

Para evitar a necessidade de desenhar exatamente o diagrama lógico para cada OU exclusivo usado, o símbolo simplificado da figura 5-13 é empregado. Esse símbolo pode representar qualquer dos circuitos OU exclusivos descritos até aqui.

Com modernos circuitos integrados nem é necessário construir realmente circuitos OU exclusivos com portas lógicas individuais. Ao invés disso, circuitos OU exclusivos são encontrados na forma MSI. Por exemplo, o circuito integrado TTL 7486 contém quatro circuitos X-OU completamente independentes.

rando isso à função OU exclusivo você pode ver pela tabela verdade que a saída do X-NOU é o complemento de X-OU.

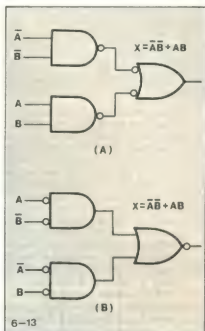
A equação booleana do circuito X-NOU pode também ser escrita a partir da tabela verdade:

$$C = \overline{A}B + A\overline{B}$$

Uma vez que a forma dessa equação é similar àquela do OU exclusivo (soma de produtos) a função equivalência pode ser implementada usando-se qualquer dos circuitos OU exclusivos dados anteriormente, com um simples arranjo de suas entradas. Como alternativa, todos aqueles circuitos podem ser usados para desempenhar a operação de equivalência deixando-se suas entradas sem alteração, mas complementando a saída. A figura 6-13 mostra dois métodos de implementação da função NOU exclusivo. O símbolo simplificado mostrado na figura 7-13 é geralmente usado para indicar a operação X-NOU.

Aplicação do OU Exclusivo

Como dissemos no início, há muitas aplicações para o circuito lógico OU exclusivo. Existem alguns circuitos combinacionais especiais que se valem das características únicas do OU exclusivo. Vamos dar uma olhada em algumas das aplicações mais di-

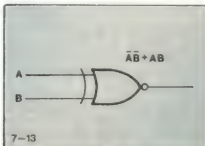


é um circuito que adiciona dois números binários. A saída do somador é a soma dos dois números da entrada. O somador binário é o circuito computacional básico usado em computadores digitais, calculadoras eletrônicas, microprocessadores e outros equipamentos digitais que empregam operações matemáticas.

As regras básicas para uma adição binária são bastante simples. Elas são indicadas a seguir:

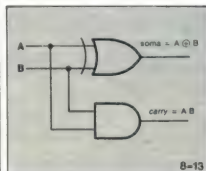
0	0	1	1	transferir
+0	-1	+0	+1	
0	1	1	10	

Essas regras indicam como dois números de um bit são adicionados. Naturalmente, elas podem ser estendidas a números de vários bits. Alguns exemplos da adição de números com múltiplos bits são mostrados a seguir:

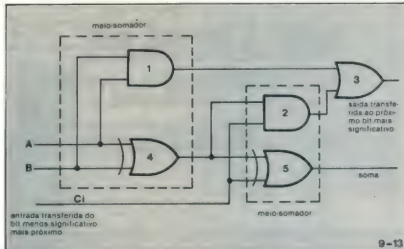


1 ← transferir		111 ← transferir		1 ← transferir	
10	1010	7	0111	12	1100
+ 3	+ 0011	+ 11	+ 1011	+ 10	+ 1010
13	1101	18	10010	22	10110

Uma observação mais atenciosa às regras para adição binária mostrará que se esta for colocada na forma de tabela verdade, será idêntica à função lógica de um circuito OU exclusivo. As entradas A e B do OU exclusivo são os dois bits a serem somados, enquanto a saída C é o bit resultante da soma. Como você vê o OU exclusivo é um somador binário. A única função não cuidada pelo circuito OU exclusivo é a de transferência ou transporte do binário excedente (carry). Quando são somados dois bits 1 binário, um excesso de 1 binário é gerado. A operação de transferência desse excesso pode ser implementada simplesmente com uma porta E, que produzirá uma saída binária 1 somente quando ambas as entradas forem 1 binário. Combinando a porta E e o OU exclusivo podemos desenvolver um circuito somador binário básico, como mostra a figura 8-13. Esse circuito é normalmente chamado de *half-adder* ou meio-somador.



Para somar números de múltiplos bits, devemos providenciar um circuito somador para cada um dos bits correspondentes a serem somados. Porém, o circuito meio-somador não possui entrada para o excesso transferido por um bit de ordem inferior. Portanto, deve ser desenvolvido um circuito somador que some os dois bits da entrada e depois acrescente a eles aquele excedente transferido do bit mais próximo de posição menos significativa. Tal circuito combina dois meio-somadores para formar um somador completo (*full-adder*). Ele pode ser visualizado na figura 9-13. O meio-somador feito da porta OU exclusivo 4 e da porta E número 1, realiza a adição dos dois bits de entrada A e B. A saída da porta OU exclusivo 4 é a soma desses dois bits. A essa soma é adicionada a entrada



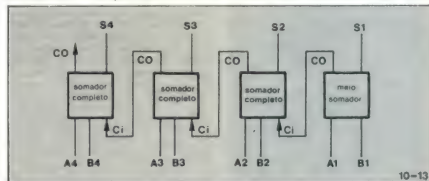
transferida (Ci) do bit adjacente de ordem inferior. A soma dos bits A e B é adicionada à entrada transferida no circuito meio-somador constituído pelas portas OU exclusivo 5 e E 2. A saída da porta OU exclusivo 5 é a soma correta. Observe que devido ao uso de dois meio-somadores, existem duas saídas com excesso a ser transferido. Uma vez que um excesso pode ser gerado pela adição das duas entradas A e B ou a adição de sua soma ao excedente, as duas saídas de transferência são reunidas numa função OU, na porta 3, para produzir uma saída de transferência correta (Co) que alimentará o próximo bit mais significativo, num somador de vários bits.

A figura 10-13 mostra um diagrama de blocos de um circuito somador usado para produzir a soma de dois números binários de quatro bits. As entradas são dois números binários de quatro bits, A e B. O número de entrada A é formado pelos bits A1, A2, A3 e A4. O número de entrada B é formado pelos bits B1, B2, B3 e B4. Cada um dos bits correspondentes dos dois números é somado em um circuito somador. Note que os bits menos significativos A1 e B1 são somados em um meio-somador. Uma vez que não há bit me-

nos significativo que estes, não há necessidade da entrada para o carry ou excesso de um bit de posição inferior. A saída é uma soma paralela de quatro bits dos números de entrada, dada pelos bits S1, S2, S3 e S4. A saída carry do bit mais significativo do somador também representa o quinto ou mais significativo bit de saída nas situações em que os números de quatro bits da entrada produzem uma soma de cinco bits.

Embora os circuitos somadores descritos possam ser construídos com portas OU exclusivo e outros elementos lógicos, isso é geralmente desnecessário, sendo que somadores de um único bit e de quatro bits são encontrados completos em circuitos integrados MSI em cápsulas de fácil utilização.

Gerador de paridade/verificador. O gerador de paridade é um circuito lógico combinacional que gera uma única saída que indica a presença ou ausência de um bit errôneo em uma palavra binária. Nas aplicações digitais que requerem o armazenamento de dados binários em uma memória eletrônica, ou na transmissão de informação binária de um local a outro, há probabilidade do acontecimento de um erro. Devido a

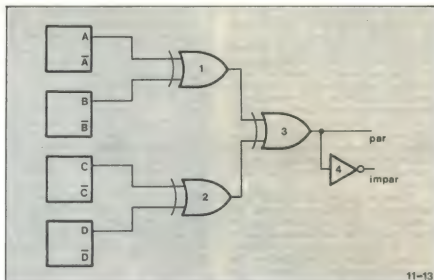


ruído elétrico ou falha no circuito, um bit 1 binário pode ser armazenado ou transmitido como 0 binário. Um bit 0 binário poderá ser transmitido ou recebido como 1 binário. Na maioria dos equipamentos eletrônicos é necessário saber quando tais erros ocorrem. Um circuito gerador de paridade desempenha essa função.

O circuito gerador de paridade "olha" a palavra binária a ser armazenada ou transmitida e gera uma saída única conhecida como bit de paridade. Este bit de paridade é então somado aos bits da palavra e armazenado ou transmitido com ela. Quando a palavra acumulada é recuperada da memória para o uso, ou quando uma palavra transmitida é recebida, realiza-se a operação de cheque de paridade. O verificador de paridade gera um bit de paridade a partir do dado recebido e compara este bit com o bit de paridade armazenado ou transmitido com a informação original. Se os dois bits de paridade são idênticos, não existe erro. Uma diferença nos bits de paridade designa um erro.

O método de geração de um bit de paridade é observar a palavra binária a ser acumulada ou transmitida e determinar o número de 1's binários dessa palavra. O bit de paridade deverá ser gerado com base nesta informação, de tal modo que o total de 1's binários da palavra, incluindo o bit de paridade, seja par ou ímpar. A tabela III mostra todas as 16 combinações possíveis de palavras binárias de quatro bits. Os bits de paridade par ou ímpar para essas palavras são indicados nas colunas adjacentes. Note que na paridade ímpar, um bit de paridade 1 ou 0 é adicionado para tornar o número total de bits da palavra, incluindo o bit de paridade, ímpar ou par.

O circuito básico usado para gerar o bit de paridade é o OU exclusivo. A observação da tabela verdade para o OU exclusivo revelará que ele é basicamente um circuito detector de par ou ímpar. Se as duas entradas são iguais,



11-13

ou pares, a saída do OU exclusivo é 0 binário. Mas se as entradas são ímpares ou complementares, a saída é 1 binário. A porta OU exclusivo pode ser usada então para comparar dois bits binários e indicar se eles são pares ou ímpares, iguais ou desiguais. Uma porta OU exclusivo então é utilizada para controlar cada grupo de dois bits em uma palavra binária. Essas saídas OU exclusivo são depois mais uma vez comparadas com outros circuitos OU exclusivo até que um único bit de saída, indicador de par ou ímpar, seja gerado.

A figura 11-13 mostra como portas OU exclusivo são ligadas em cascata ou em pirâmide para produzir um gerador de paridade. Um número binário de quatro bits de entrada para o circuito gerador de paridade é armazenado num registrador formado pelos flip-flops A, B, C e D. A porta X-OU 1 controla os bits A e B, enquanto a porta X-OU 2 controla os bits C e D. As saídas destes dois circuitos X-OU são depois monitoradas pela porta X-OU 3. O resulta-

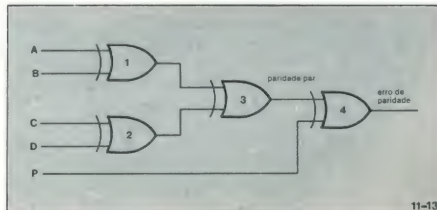
do é um bit de saída de paridade par. O inversor 4 gera o complemento, ou paridade ímpar, na saída. Utilizando seu conhecimento de OU exclusivo e as informações da tabela III, trace os vários estados binários das saídas dos flip-flops à saída do circuito gerador de paridade, assegurando-se que entendeu completamente sua operação.

Bits de paridade para palavras binárias de qualquer tamanho podem ser gerados simplesmente usando tantas portas OU exclusivo quanto necessário para controlar todas as entradas de bits. Portas OU exclusivo adicionais são então utilizadas para controlar os estados de saídas das portas monitoradas dos bits de entrada. Essa ligação em cascata ou pirâmide das portas OU exclusivo continua até que um único bit de saída seja gerado.

Uma vez que o bit de paridade foi gerado, ele é normalmente armazenado ou transmitido junto à palavra de entrada. Quando a palavra binária e seu bit de paridade são lidos da memória ou recebidos num outro local, aque-

tabela III

	paridade par	paridade ímpar
0 0 0 0	1	0
0 0 0 0	0	1
0 0 1 0	0	1
0 0 1 1	1	0
0 1 0 0	0	1
0 1 0 1	1	0
0 1 1 0	1	0
0 1 1 1	0	1
1 0 0 0	0	1
1 0 0 1	1	0
1 0 1 0	1	0
1 0 1 1	0	1
1 1 0 0	1	0
1 1 0 1	0	1
1 1 1 0	0	1
1 1 1 1	1	0



11-13

a pode ser testada em um circuito de verificação de paridade. O verificador de paridade consiste de um circuito gerador de paridade idêntico àquele visto há pouco. Este gerador de paridade observa a palavra armazenada ou recebida e novamente gera um bit de paridade. Este bit é então comparado ao bit de paridade acumulado ou transmitido com a palavra. Essa comparação acontece em um outro circuito OU exclusivo. A figura 12-13 mostra um circuito verificador de paridade para uma palavra binária de 4 bits com bit de paridade.

Observe que o circuito gerador de paridade consiste das portas OU exclusivo 1, 2 e 3 e é idêntico ao circuito gerador de paridade da figura 11-13. A porta OU exclusivo 4 compara a saída do gerador de paridade com o bit de paridade recebido P. Neste circuito supomos o uso de paridade par. Se o bit de paridade gerado internamente for o mesmo que o bit de paridade recebido, a saída do circuito OU exclusivo será 0 binário, indicando não haver erro de paridade. Entretanto, se os dois bits de paridade forem diferentes, a saída do OU exclusivo será 1 binário, indicando um erro de paridade.

A saída do circuito verificador de paridade poderá então ser usada de várias maneiras para indicar a ocorrência de um erro de paridade. Ela poderá acionar um indicador luminoso que acusará o estado de erro. Poderá iniciar uma série de operações lógicas que tanto poderão aceitar como rejeitar o dado, dependendo do estado de erro. Ou poderá simplesmente servir para contar e registrar o número de erros de paridade que ocorrem.

Como você provavelmente imaginou, o método de detecção de erros de paridade não assegura completa liberdade ou conhecimento sobre todas as condições de erro possíveis. A técnica de paridade supõe que um erro ocorrerá em apenas uma posição de bit da palavra. Se ocorrerem erros de paridade em duas posições de bits, será possível a transmissão da palavra incorretamente sem a indicação de erro de paridade. Essa situação raramente ocorre, uma vez que na maioria das memórias eletrônicas e sistemas de transmissão a confiabilidade é suficiente para eliminar a possibilidade de erros em múltiplos bits. Mas, erros em uma única posição de bit são comuns. A detecção de paridade e o processo de verificação são uma indicação muito útil e segura de erros.

Circuitos lógicos combinacionais ainda mais sofisticados são desenvolvidos para detectar quando mais de um erro é produzido. Em sistemas que exigem desempenho e confiabilidade ultra elevados, tais circuitos sofisticados são usados para detectar e mesmo corrigir qualquer bit errôneo que apareça. Em alguns computadores de alta velocidade, múltiplos bits errados são automaticamente detectados e corrigidos antes da informação ser processada.

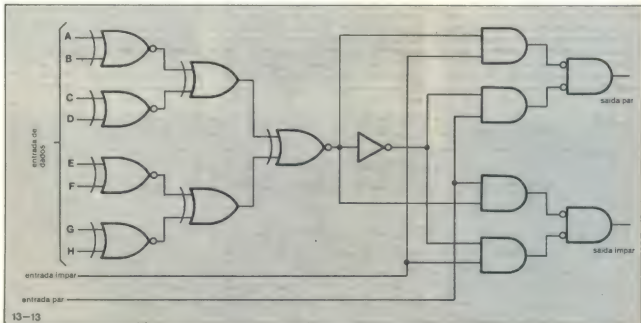
Embora os circuitos gerador e verificador de paridade possam ser construídos com portas OU exclusivo individuais, eles são encontrados também como circuitos integrados MSI. A figura 13-13 apresenta um típico circuito MSI comercial gerador/verificador de paridade. Tal circuito é capaz de desempenhar tanto a função de geração

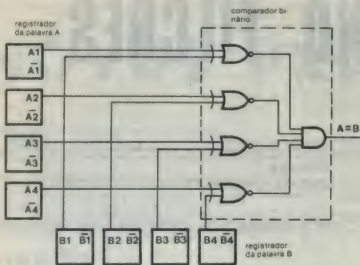
como de verificação. Como gerador, ele pode controlar até nove bits de entrada. O nono bit é aplicado tanto à entrada par como a ímpar, segundo a exigência da aplicação. Ambas as saídas de paridade, par e ímpar, são fornecidas. No caso da função de verificação, esse circuito deve monitorar uma palavra de 8 bits e gerar um bit de paridade apropriado, o qual é depois comparado ao bit de paridade aplicado à sua entrada par ou ímpar. A indicação de erro aparece na saída par ou na ímpar, dependendo da convenção de paridade usada.

Comparadores binários. O comparador binário é um circuito lógico combinacional que observa duas palavras binárias paralelas de entrada e gera um sinal de saída 1 binário se os dois números são iguais. Se os números ou palavras não forem o mesmo, a saída será 0 binário.

Como vimos anteriormente, o circuito NOU exclusivo é essencialmente um comparador binário de um único bit. Quando as duas entradas são iguais, a saída é 1 binário. Quando os bits de entrada são diferentes, a saída é 0 binário. Utilizando um circuito NOU exclusivo para cada par de bits a ser comparado em dois números, um circuito comparador binário completo pode ser construído.

A figura 14-13 mostra um circuito comparador binário de quatro bits. A palavra 1 com seus bits A1, A2, A3 e A4 é armazenada no registrador A. A palavra a ser comparada é guardada no registrador B com seus bits B1, B2, B3 e B4. Cada par de bits é aplicado a um circuito NOU exclusivo. As saídas dos NOU exclusivos alimentam uma porta





E de quatro entradas. Quando as duas palavras binárias são iguais, as saídas dos NOU exclusivos devem ser 1 binário. Com todas as entradas em 1 binário, a porta E apresentará saída 1 binário, indicando a igualdade das duas palavras. Se qualquer um ou mais bits das palavras binárias forem diferentes, a saída do circuito NOU exclusivo relacionado será 0 binário. Naturalmente, isso inibirá a porta E, produzindo uma saída 0 que indicará a desigualdade. Portas OU exclusivo adicionais e entradas da porta E podem ser acrescentadas quando requeridas a comparar números binários de qualquer outro tamanho.

Comparadores binários MSI são oferecidos comercialmente, eliminando assim a necessidade de montar tais circuitos com portas individuais. Tipicamente, estes comparadores são projetados para comparação entre duas palavras binárias. Além de fornecer uma saída que indique a igualdade das duas palavras, a maior parte dos comparadores MSI também gera dois sinais adicionais de saída, um indicando quando uma palavra é maior que a outra, e outro indicando quando uma palavra é menor que a outra. A figura 15-13 mostra-nos um diagrama com o bloco desse comparador. Se a palavra de entrada A apresentar um valor binário numericamente maior que a palavra B, a saída A maior que B ($A > B$) será 1 binário. A saída A < B será 1 binário se A for menor que B.

Pequeno teste de revisão

- 1 — Quando as entradas para um circuito OU exclusivo são iguais, a saída é _____ binário.
- 2 — Prove que o circuito da figura 4-13

desempenha função OU exclusivo. Escreva a equação de saída do circuito usando a relação NE para cada porta. Depois utilize álgebra booleana e o teorema de De Morgan para reduzir essa expressão à fórmula OU exclusivo. 3 — Usando álgebra booleana e o teorema de De Morgan, mostre que o complemento da função OU exclusivo é a função equivalência. Ou, prove que:

$$\overline{A \oplus B} = \overline{A \oplus B} = \overline{A \oplus B}$$

4 — Uma porta NOU é também um

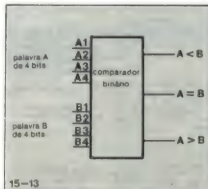
- a. somador
- b. comparador
- c. subtrator
- d. decodificador

5 — A expressão $A \oplus B$ indica

- a. OU exclusivo
- b. OU inclusivo
- c. NOU exclusivo

6 — Some os seguintes números binários

- a. 011 + 101
- b. 11111 + 10001
- c. 1010 + 1011



- 7 — Escreva o código de paridade impar para o código excesso 3.
- 8 — Quantos NOU exclusivos são necessários para fazer um comparador para duas palavras de seis bits?

- a. 2
- b. 3
- c. 6
- d. 12

Respostas

1. 0 binário

2. Observe a figura 4-13

$$\text{saída da porta 1} = A \oplus B$$

$$\text{saída da porta 2} = A \oplus B$$

$$\text{saída da porta 3} = B \oplus A$$

$$\text{saída da porta 4} = C = \overline{(A \oplus B)(B \oplus A)}$$

Reduzindo por De Morgan

$$C = \overline{(A \oplus B)} + \overline{(B \oplus A)} =$$

Expandingo por De Morgan

$$C = A(\overline{A} + \overline{B}) + B(\overline{A} + \overline{B}) =$$

Expandingo pela Lei da Distribuição

$$C = A\overline{A} + A\overline{B} + \overline{A}B + B\overline{B}$$

Reduzindo pela Lei dos Complementos

$$C = A\overline{B} + \overline{A}B$$

$$3. \overline{A \oplus B} =$$

Expandingo por De Morgan

$$(\overline{A \oplus B}) =$$

Expandingo por De Morgan

$$(A + \overline{B})(\overline{A} + B) =$$

Expandingo pela Lei da Distribuição

$$A\overline{A} + A\overline{B} + \overline{A}B + B\overline{B} =$$

Reduzindo pela Lei dos Complementos

$$A\overline{B} + \overline{A}B = \overline{A \oplus B} =$$

4. (b) comparador

$$5. (c) \text{ NOU exclusivo} = A \oplus B$$

$$\begin{array}{r} 6. a. 011 \quad 3 \\ \quad 101 \quad 5 \\ \hline \quad 1000 \quad 8 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} b. 11111 \quad 31 \\ \quad 10001 \quad 17 \\ \hline \quad 110000 \quad 48 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} c. 1010 \quad 10 \\ \quad 1011 \quad 11 \\ \hline \quad 10101 \quad 21 \end{array}$$

CADERNO FILCRES



FILCRES
IMPORTAÇÃO E REPRESENTAÇÕES LTDA.

RUA AURORA, 165 — CEP 01209 — C.P. 18767 — SP

FONE
223-7388

AGORA: TELEX 1131298 FILG BR

COMO COMPRAR NA FILCRES

COMPRAR NA FILCRES DEIXA DE SER PRIVILEGIO DE QUEM MORO EM SÃO PAULO
UTILIZE UM DE NOSSOS SISTEMAS DE VENDA A DISTÂNCIA

— REEMBOLSO AÉREO —

Quando o cliente receber em local atendido pelo reembolso aéreo de valor (vise relação abaixo), poderá fazer seu pedido por carta, telex 1131298 - FILG - BR ou pelo telefone 223-7388 ramais 165/1920 e 2.
CIDADES: Aracaju, Araxá, Belo Horizonte, Boa Vista, Brasília, Campo Grande, Curitiba, Florianópolis, Fortaleza, Foz de Iguaçu, Goiânia, Ilheus, Itajaí, Joinville, Lapa, Londrina, Mar del Plata, Manaus, Marília, Matão, Natal, Petrópolis, Recife, Porto Alegre, Recife, Rio de Janeiro, Salvador, São Leopoldo, Santos, Santa Maria, São Luiz, Uberaba, Vitória, Uberlândia.

— VALE POSTAL —

Quando o cliente deverá dirigir-se a qualquer agência de Correios, onde poderá adquirir um vale postal no valor desejado, em nome da Filcres Import. Represent. Ltda. deverá ser enviada junto com o pedido a nome da transportadora e a via de transporte: correio aéreo ou rodoviário, também deverá ser enviada a importância de R\$ 50,00 para cobrir as despesas de procedimento e embalagem.

— CHEQUE VISADO —

Quando a compra for efetuada desta forma, o cliente deverá enviar pelo correio, juntamente com seu pedido, um cheque visado válido em São Paulo em nome da Filcres Import. Represent. Ltda., especificando o nome da transportadora e a via de transporte: correio aéreo ou rodoviário, também deverá ser enviada a importância de R\$ 50,00 para cobrir as despesas de procedimento e embalagem.

OBSERVAÇÕES

- 1) - Pedidos mínimos: R\$ 1.000,00
- 2) - Nos casos em que o produto/solicitação estiver em falta, no momento do pedido, o cliente será avisado dentro de um prazo máximo de 4 dias e, caso tenha enviado cheque ou vale postal estes serão devolvidos.
- 3) - Muito cuidado ao colocar endereço e o telefone de sua residência ou os dados completos de sua firma, pois disto dependerá o perigo de cancelamento deste sistema.
- 4) - O frete da mercadoria e os riscos de transporte da mesma correrão sempre por conta do cliente.
- 5) - Preços sujeitos a alterações sem prévio aviso.
- 6) - CONTATE NOSSOS VENDEDORES: Aracaju, Claudinho, Silvestre, José Nêto, Teles, Maurício e Irlando.

RUA AURORA, 165
SÃO PAULO — SP
TEL: 223-7388
RAMAIS: 2 • 18 • 19 • 20
TELEX: 1131298 FILG - BR

NOVOS PRODUTOS

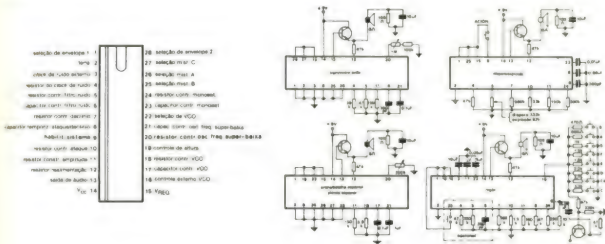
SN76477N — Gerador de sons complexos

O SN76477N é um dispositivo μ L linear, que fornece sons complexos baseados em ruído: tons ou baixa frequência (ou em uma combinação dos três). A programação é feita através de componentes externos, definidos pelo próprio usuário, permitindo a criação de uma grande variedade de sons. Pela escolha adequada dos componentes, é possível obter múltiplos efeitos num único sistema. Além disso, o SN76477N é compatível com sistemas a microprocessadores.

Aplicações típicas

- Devido à enorme variedade de sons gerada por este integrado de 28 pinos, inúmeras também são suas aplicações.
- Como gerador de efeitos sonoros em jogos de vídeo, fliperamas ou brinquedos (simula o ruído de trem, motor de avião, explosões, disparos, sirenes, armas e batalhas espaciais, o som de órgão, entre muitos outros).
- Como elemento sonoro em equipamentos para o consumidor tais como alarmes, temporizadores, controles, etc.
- Como elemento sonoro em equipamentos industriais, tais como indicadores, alarmes, controles por realimentação, etc.
- Em qualquer outra aplicação em que se deseje uma resposta auditiva ao operador, seja ela simples ou complexa, única ou variada.

cr\$306,00



LM3914 — Excitador de display em pontos ou linhas

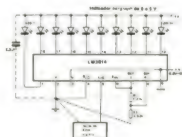
O LM3914 é um circuito integrado monolítico de 18 pinos que detecta tensões analógicas e excita 10 LEDs, formando assim um display analógico linear. Pe a mudança de um único pino, é possível alterar a modalidade de operação do display: de ponto móvel para o estilo bargraph. Não há necessidade de resistores, para a corrente enviada aos LEDs é regulada e programável internamente. O circuito excita LEDs de várias cores e até lâmpadas incandescentes de baixo consumo. É possível ainda, "encadeiar" vários LM3914, para se obter displays de 20 a 100 segmentos.

O integrado possui sua própria referência ajustável e seu divisor de tensão de 10 etapas, exigindo um mínimo de componentes externos.

Aplicações típicas

- Indicadores tipo bargraph
- Sensores de 20 segmentos, com zero central
- Displays tipo bargraph, com piscar-piscar de alarme (todos os LEDs piscam quando é atingido o fundo de escala)
- Displays tipo "ponto de exclamação"
- Indicadores de direção, e ritmo para se acrescentar a DVMS
- Programadores de 10 ou múltiplos passos
- Sequenciadores

cr\$342,00



Atenção: A Nova Eletrônica lançará, em breve, kits baseados nestes dois integrados. Aguardem!

A VENDA NA FILCRES E REPRESENTANTES

ÍNDICE

Frédéric Delpla

Alcôtes e Garra
Alcate pinça
Alca-palmeie
Baterias de Afivel-Lâmto.
Carreacador B.
Cabo de Furgo
Cano Furgoleto
Auto-Tino
Industriales Fotocruata Impresse
Impressor E & S
Serra Metal Plast.
Clm e Autoria
Chave Handshel Switches
Chave Time Interruptor
Chaves Sht Botoneira
Chaves Jo Onda Modular Vant
Chaves P & S
Chaves Transist Endro
Jantes Glis
JMS - JPE - L / SST - I

[illegible]

CITIZENS INTERNATIONAL, INC.

```

Date:
Circ. Internetes TTL:
Mensagem:
Alinhado:
Ass. padnet:
Módulo P2 Solução Direta:

```

Eladio Zaver
 Marjadas Menon
 mor
 Extrator de Fito, Sinauara
 Tenente de Solda
 Rita P. Constante Impresso
 Jac. Figue
 Rones Steeno Sellenun
 G. - 1991
 Melodrig
 Kate Mal'kitt
 Lebonatörig Jr.
 Inventas Mal'kitt'scorat
 Injeter de Simas
 Kilo (brede
 Eladio
 "museu" de Solda Menon
 Linha por Ultra-Son
 Liza Cetosa

Aners-Fussvol
 Mal'steon
 Netikili
 Meligra
 Wier Switch
 Wier's
 Votar Pato a Fosse
 Wile

3^a Pág4^o Pág

Microprocessadores
Módulos Soma
BTLing RM
Núcleos de Envite em
Tópicos, Leds, Displays
- Anna Buncy
Potenciais Constante
Física P. Teste
Potenciais Constante de Fio
Plano e Tensões Regulares
Potenciais Constantes de Precisão
Memória V. 2014
Memória HIDE

Pet-Tones
 Revestimentos De Metal
 Roof - Roofs
 Regulador de Tensão
 Rele De Circuito Impresso RJ
 Relais/Contatos Fio Telonati
 Relé Aberto RJ
 Resistências Fio Metal Fim Nal.
 Resistências 40 Constante
 Rele RJ De Serramento
 Squeezes RJ 230V RJ
 Soldas, Best
 Rolos Schraef
 Produtos Genral
 Rolos De 300 milímetros
 Rolos Miniaturos 24
 Rolos De 20 milímetros Integrados
 Suporte De Fio De Solda
 Suporte RJ De 20
 Suporte RJ De 20
 Tarraxas
 Tinta Vico
 Tecedor de Sinal

5^o Pág

6.º Pág

7. Págg

Transistores
Tubos Vac.
Tiristores
Solenoídes e Relés
Transformadores de Pulso
Tratamento Minutário
Fonte de Alimentação Sim.
Relógio Constante
Tombas Bipolares Freqüente
Televisão em Branco
Transcondutores

8^o Pág

JUNE 1995

Linna Liner
China Chengli
Shen LX 101

National
Trip
Apelidos de Medição Patners
pgv 15
DPI - 2000
Flake
Linha Minima
Linha 1ho
Grilab Digital
Linha 10mm

9. Pág

- ENH 2 6 1

Linha Jota
 Linha Híbrida
 Linha ICF

10^o Pág

11.º Pág

12^a Pág

13^a Pág

14^a Pág15^o Pág16^a Pág

CIRCUITOS INTEGRADOS TTL

DATE Recd: 2-1-2000

[illegible][illegible]

SCHOTTK

[illegible]

LINE DRIVER

	1
2000-2001	200,000
2001-2002	200,000
2002-2003	200,000
2003-2004	200,000
2004-2005	200,000
2005-2006	200,000
2006-2007	200,000
2007-2008	200,000
2008-2009	200,000
2009-2010	200,000
2010-2011	200,000
2011-2012	200,000
2012-2013	200,000
2013-2014	200,000
2014-2015	200,000
2015-2016	200,000
2016-2017	200,000
2017-2018	200,000
2018-2019	200,000
2019-2020	200,000
2020-2021	200,000
2021-2022	200,000
2022-2023	200,000
2023-2024	200,000
2024-2025	200,000
2025-2026	200,000
2026-2027	200,000
2027-2028	200,000
2028-2029	200,000
2029-2030	200,000
2030-2031	200,000
2031-2032	200,000
2032-2033	200,000
2033-2034	200,000
2034-2035	200,000
2035-2036	200,000
2036-2037	200,000
2037-2038	200,000
2038-2039	200,000
2039-2040	200,000
2040-2041	200,000
2041-2042	200,000
2042-2043	200,000
2043-2044	200,000
2044-2045	200,000
2045-2046	200,000
2046-2047	200,000
2047-2048	200,000
2048-2049	200,000
2049-2050	200,000
2050-2051	200,000
2051-2052	200,000
2052-2053	200,000
2053-2054	200,000
2054-2055	200,000
2055-2056	200,000
2056-2057	200,000
2057-2058	200,000
2058-2059	200,000
2059-2060	200,000
2060-2061	200,000
2061-2062	200,000
2062-2063	200,000
2063-2064	200,000
2064-2065	200,000
2065-2066	200,000
2066-2067	200,000
2067-2068	200,000
2068-2069	200,000
2069-2070	200,000
2070-2071	200,000
2071-2072	200,000
2072-2073	200,000
2073-2074	200,000
2074-2075	200,000
2075-2076	200,000
2076-2077	200,000
2077-2078	200,000
2078-2079	200,000
2079-2080	200,000
2080-2081	200,000
2081-2082	200,000
2082-2083	200,000
2083-2084	200,000
2084-2085	200,000
2085-2086	200,000
2086-2087	200,000
2087-2088	200,000
2088-2089	200,000
2089-2090	200,000
2090-2091	200,000
2091-2092	200,000
2092-2093	200,000
2093-2094	200,000
2094-2095	200,000
2095-2096	200,000
2096-2097	200,000
2097-2098	200,000
2098-2099	200,000
2099-2100	200,000

DTL MHTL

	837
ANST ANST TRANSDA	91.81
ANST TRANSDA	91.82
12-05	91.83
12-06	91.84
12-07	91.85
12-08	91.86
12-09	91.87
12-10	91.88
12-11	91.89
12-12	91.90
12-13	91.91
12-14	91.92
12-15	91.93
12-16	91.94
12-17	91.95
12-18	91.96
12-19	91.97
12-20	91.98
12-21	91.99
12-22	92.00
12-23	92.01
12-24	92.02
12-25	92.03
12-26	92.04
12-27	92.05
12-28	92.06
12-29	92.07
12-30	92.08
12-31	92.09
12-32	92.10
12-33	92.11
12-34	92.12
12-35	92.13
12-36	92.14
12-37	92.15
12-38	92.16
12-39	92.17
12-40	92.18
12-41	92.19
12-42	92.20
12-43	92.21
12-44	92.22
12-45	92.23
12-46	92.24
12-47	92.25
12-48	92.26
12-49	92.27
12-50	92.28
12-51	92.29
12-52	92.30
12-53	92.31
12-54	92.32
12-55	92.33
12-56	92.34
12-57	92.35
12-58	92.36
12-59	92.37
12-60	92.38
12-61	92.39
12-62	92.40
12-63	92.41
12-64	92.42
12-65	92.43
12-66	92.44
12-67	92.45
12-68	92.46
12-69	92.47
12-70	92.48
12-71	92.49
12-72	92.50
12-73	92.51
12-74	92.52
12-75	92.53
12-76	92.54
12-77	92.55
12-78	92.56
12-79	92.57
12-80	92.58
12-81	92.59
12-82	92.60
12-83	92.61
12-84	92.62
12-85	92.63
12-86	92.64
12-87	92.65
12-88	92.66
12-89	92.67
12-90	92.68
12-91	92.69
12-92	92.70
12-93	92.71
12-94	92.72
12-95	92.73
12-96	92.74
12-97	92.75
12-98	92.76
12-99	92.77
13-00	92.78
13-01	92.79
13-02	92.80
13-03	92.81
13-04	92.82
13-05	92.83
13-06	92.84
13-07	92.85
13-08	92.86
13-09	92.87
13-10	92.88
13-11	92.89
13-12	92.90
13-13	92.91
13-14	92.92
13-15	92.93
13-16	92.94
13-17	92.95
13-18	92.96
13-19	92.97
13-20	92.98
13-21	92.99
13-22	93.00
13-23	93.01
13-24	93.02
13-25	93.03
13-26	93.04
13-27	93.05
13-28	93.06
13-29	93.07
13-30	93.08
13-31	93.09
13-32	93.10
13-33	93.11
13-34	93.12
13-35	93.13
13-36	93.14
13-37	93.15
13-38	93.16
13-39	93.17
13-40	93.18
13-41	93.19
13-42	93.20

ECL/MSI

1. 未開封の品	100%
2. 開封品	60%

L.P. SCHOTTKI

	1990
Import: NAD: rate	2.100
Import: NAD: quote	2.100
Import: US: rate	2.100

MODULOS P/ RELÓGIOS DIGITAIS

VOLTIMETRO DIGITAL DE 1:2 DÍGITOS COMPLETO
EM 12 DE CIRCUITO INTEGRADO DE 41 PINOS.
0,00 VOLT POR MEDIDA 1: MEDIDA VOLTIMETRO DIGITAL
0,01 COM ALIMENTAÇÃO ALTERNATIVA.
0,02 LOCAL PARA: VOLTIMETROS, AMPERÍMETROS, THERMO
0,03 METROS E MULTÍMETROS. MEDIDORES DE PH
0,04 CODIGO 000-500 000-114, 00

DISSIPADORES

C-12 PAGE 04 !

[illegible]

UTILIZE UM DE NOSSOS SISTEMAS DE VENDA À DISTÂNCIA.

DIODOS ZENER	
1N4733 3,3V 1W	1N4737 5,1V 0,5W
1N4734 3,6V 0,5W	1N4738 5,6V 0,5W
1N4735 3,9V 0,5W	1N4739 6,2V 0,5W
1N4736 4,3V 0,5W	1N4740 6,8V 0,5W
1N4737 4,7V 0,5W	1N4741 7,5V 0,5W
1N4738 5,1V 0,5W	1N4742 8,2V 0,5W
1N4739 5,6V 0,5W	1N4743 9,1V 0,5W
1N4740 6,2V 0,5W	1N4744 10,0V 0,5W
1N4741 6,8V 0,5W	1N4745 11,0V 0,5W
1N4742 7,5V 0,5W	1N4746 12,0V 0,5W
1N4743 8,2V 0,5W	1N4747 13,0V 0,5W
1N4744 9,1V 0,5W	1N4748 14,0V 0,5W
1N4745 10,0V 0,5W	1N4749 15,0V 0,5W
1N4746 11,0V 0,5W	1N4750 16,0V 0,5W
1N4747 12,0V 0,5W	1N4751 18,0V 0,5W
1N4748 13,0V 0,5W	1N4752 20,0V 0,5W
1N4749 14,0V 0,5W	1N4753 22,0V 0,5W
1N4750 15,0V 0,5W	1N4754 24,0V 0,5W
1N4751 16,0V 0,5W	1N4755 27,0V 0,5W
1N4752 18,0V 0,5W	1N4756 30,0V 0,5W
1N4753 20,0V 0,5W	1N4757 33,0V 0,5W
1N4754 22,0V 0,5W	1N4758 36,0V 0,5W
1N4755 24,0V 0,5W	1N4759 40,0V 0,5W
1N4756 27,0V 0,5W	1N4760 45,0V 0,5W
1N4757 30,0V 0,5W	1N4761 50,0V 0,5W
1N4758 33,0V 0,5W	1N4762 56,0V 0,5W
1N4759 36,0V 0,5W	1N4763 62,0V 0,5W
1N4760 40,0V 0,5W	1N4764 68,0V 0,5W
1N4761 45,0V 0,5W	1N4765 75,0V 0,5W
1N4762 50,0V 0,5W	1N4766 82,0V 0,5W
1N4763 56,0V 0,5W	1N4767 91,0V 0,5W
1N4764 62,0V 0,5W	1N4768 100,0V 0,5W
1N4765 68,0V 0,5W	1N4769 110,0V 0,5W
1N4766 75,0V 0,5W	1N4770 120,0V 0,5W
1N4767 82,0V 0,5W	1N4771 130,0V 0,5W
1N4768 91,0V 0,5W	1N4772 140,0V 0,5W
1N4769 100,0V 0,5W	1N4773 150,0V 0,5W
1N4770 110,0V 0,5W	1N4774 160,0V 0,5W
1N4771 120,0V 0,5W	1N4775 180,0V 0,5W
1N4772 130,0V 0,5W	1N4776 200,0V 0,5W
1N4773 140,0V 0,5W	1N4777 220,0V 0,5W
1N4774 150,0V 0,5W	1N4778 240,0V 0,5W
1N4775 160,0V 0,5W	1N4779 270,0V 0,5W
1N4776 180,0V 0,5W	1N4780 300,0V 0,5W
1N4777 200,0V 0,5W	1N4781 330,0V 0,5W
1N4778 220,0V 0,5W	1N4782 360,0V 0,5W
1N4779 240,0V 0,5W	1N4783 40,0V 0,5W
1N4780 270,0V 0,5W	1N4784 45,0V 0,5W
1N4781 300,0V 0,5W	1N4785 50,0V 0,5W
1N4782 330,0V 0,5W	1N4786 56,0V 0,5W
1N4783 360,0V 0,5W	1N4787 62,0V 0,5W
1N4784 40,0V 0,5W	1N4788 68,0V 0,5W
1N4785 45,0V 0,5W	1N4789 75,0V 0,5W
1N4786 50,0V 0,5W	1N4790 82,0V 0,5W
1N4787 56,0V 0,5W	1N4791 91,0V 0,5W
1N4788 62,0V 0,5W	1N4792 100,0V 0,5W
1N4789 68,0V 0,5W	1N4793 110,0V 0,5W
1N4790 75,0V 0,5W	1N4794 120,0V 0,5W
1N4791 82,0V 0,5W	1N4795 130,0V 0,5W
1N4792 91,0V 0,5W	1N4796 140,0V 0,5W
1N4793 100,0V 0,5W	1N4797 150,0V 0,5W
1N4794 110,0V 0,5W	1N4798 160,0V 0,5W
1N4795 120,0V 0,5W	1N4799 180,0V 0,5W
1N4796 130,0V 0,5W	1N4800 200,0V 0,5W
1N4797 140,0V 0,5W	1N4801 220,0V 0,5W
1N4798 150,0V 0,5W	1N4802 240,0V 0,5W
1N4799 160,0V 0,5W	1N4803 270,0V 0,5W
1N4800 180,0V 0,5W	1N4804 300,0V 0,5W
1N4801 200,0V 0,5W	1N4805 330,0V 0,5W
1N4802 220,0V 0,5W	1N4806 360,0V 0,5W
1N4803 240,0V 0,5W	1N4807 40,0V 0,5W
1N4804 270,0V 0,5W	1N4808 45,0V 0,5W
1N4805 300,0V 0,5W	1N4809 50,0V 0,5W
1N4806 330,0V 0,5W	1N4810 56,0V 0,5W
1N4807 360,0V 0,5W	1N4811 62,0V 0,5W
1N4808 40,0V 0,5W	1N4812 68,0V 0,5W
1N4809 45,0V 0,5W	1N4813 75,0V 0,5W
1N4810 50,0V 0,5W	1N4814 82,0V 0,5W
1N4811 56,0V 0,5W	1N4815 91,0V 0,5W
1N4812 62,0V 0,5W	1N4816 100,0V 0,5W
1N4813 68,0V 0,5W	1N4817 110,0V 0,5W
1N4814 75,0V 0,5W	1N4818 120,0V 0,5W
1N4815 82,0V 0,5W	1N4819 130,0V 0,5W
1N4816 91,0V 0,5W	1N4820 140,0V 0,5W
1N4817 100,0V 0,5W	1N4821 150,0V 0,5W
1N4818 110,0V 0,5W	1N4822 160,0V 0,5W
1N4819 120,0V 0,5W	1N4823 180,0V 0,5W
1N4820 130,0V 0,5W	1N4824 200,0V 0,5W
1N4821 140,0V 0,5W	1N4825 220,0V 0,5W
1N4822 150,0V 0,5W	1N4826 240,0V 0,5W
1N4823 160,0V 0,5W	1N4827 270,0V 0,5W
1N4824 180,0V 0,5W	1N4828 300,0V 0,5W
1N4825 200,0V 0,5W	1N4829 330,0V 0,5W
1N4826 220,0V 0,5W	1N4830 360,0V 0,5W
1N4827 240,0V 0,5W	1N4831 40,0V 0,5W
1N4828 270,0V 0,5W	1N4832 45,0V 0,5W
1N4829 300,0V 0,5W	1N4833 50,0V 0,5W
1N4830 330,0V 0,5W	1N4834 56,0V 0,5W
1N4831 360,0V 0,5W	1N4835 62,0V 0,5W
1N4832 40,0V 0,5W	1N4836 68,0V 0,5W
1N4833 45,0V 0,5W	1N4837 75,0V 0,5W
1N4834 50,0V 0,5W	1N4838 82,0V 0,5W
1N4835 56,0V 0,5W	1N4839 91,0V 0,5W
1N4836 62,0V 0,5W	1N4840 100,0V 0,5W
1N4837 68,0V 0,5W	1N4841 110,0V 0,5W
1N4838 75,0V 0,5W	1N4842 120,0V 0,5W
1N4839 82,0V 0,5W	1N4843 130,0V 0,5W
1N4840 91,0V 0,5W	1N4844 140,0V 0,5W
1N4841 100,0V 0,5W	1N4845 150,0V 0,5W
1N4842 110,0V 0,5W	1N4846 160,0V 0,5W
1N4843 120,0V 0,5W	1N4847 180,0V 0,5W
1N4844 130,0V 0,5W	1N4848 200,0V 0,5W
1N4845 140,0V 0,5W	1N4849 220,0V 0,5W
1N4846 150,0V 0,5W	1N4850 240,0V 0,5W
1N4847 160,0V 0,5W	1N4851 270,0V 0,5W
1N4848 180,0V 0,5W	1N4852 300,0V 0,5W
1N4849 200,0V 0,5W	1N4853 330,0V 0,5W
1N4850 220,0V 0,5W	1N4854 360,0V 0,5W
1N4851 240,0V 0,5W	1N4855 40,0V 0,5W
1N4852 270,0V 0,5W	1N4856 45,0V 0,5W
1N4853 300,0V 0,5W	1N4857 50,0V 0,5W
1N4854 330,0V 0,5W	1N4858 56,0V 0,5W
1N4855 360,0V 0,5W	1N4859 62,0V 0,5W
1N4856 40,0V 0,5W	1N4860 68,0V 0,5W
1N4857 45,0V 0,5W	1N4861 75,0V 0,5W
1N4858 50,0V 0,5W	1N4862 82,0V 0,5W
1N4859 56,0V 0,5W	1N4863 91,0V 0,5W
1N4860 62,0V 0,5W	1N4864 100,0V 0,5W
1N4861 68,0V 0,5W	1N4865 110,0V 0,5W
1N4862 75,0V 0,5W	1N4866 120,0V 0,5W
1N4863 82,0V 0,5W	1N4867 130,0V 0,5W
1N4864 91,0V 0,5W	1N4868 140,0V 0,5W
1N4865 100,0V 0,5W	1N4869 150,0V 0,5W
1N4866 110,0V 0,5W	1N4870 160,0V 0,5W
1N4867 120,0V 0,5W	1N4871 180,0V 0,5W
1N4868 130,0V 0,5W	1N4872 200,0V 0,5W
1N4869 140,0V 0,5W	1N4873 220,0V 0,5W
1N4870 150,0V 0,5W	1N4874 240,0V 0,5W
1N4871 160,0V 0,5W	1N4875 270,0V 0,5W
1N4872 180,0V 0,5W	1N4876 300,0V 0,5W
1N4873 200,0V 0,5W	1N4877 330,0V 0,5W
1N4874 220,0V 0,5W	1N4878 360,0V 0,5W
1N4875 240,0V 0,5W	1N4879 40,0V 0,5W
1N4876 270,0V 0,5W	1N4880 45,0V 0,5W
1N4877 300,0V 0,5W	1N4881 50,0V 0,5W
1N4878 330,0V 0,5W	1N4882 56,0V 0,5W
1N4879 360,0V 0,5W	1N4883 62,0V 0,5W
1N4880 40,0V 0,5W	1N4884 68,0V 0,5W
1N4881 45,0V 0,5W	1N4885 75,0V 0,5W
1N4882 50,0V 0,5W	1N4886 82,0V 0,5W
1N4883 56,0V 0,5W	1N4887 91,0V 0,5W
1N4884 62,0V 0,5W	1N4888 100,0V 0,5W
1N4885 68,0V 0,5W	1N4889 110,0V 0,5W
1N4886 75,0V 0,5W	1N4890 120,0V 0,5W
1N4887 82,0V 0,5W	1N4891 130,0V 0,5W
1N4888 91,0V 0,5W	1N4892 140,0V 0,5W
1N4889 100,0V 0,5W	1N4893 150,0V 0,5W
1N4890 110,0V 0,5W	1N4894 160,0V 0,5W
1N4891 120,0V 0,5W	1N4895 180,0V 0,5W
1N4892 130,0V 0,5W	1N4896 200,0V 0,5W
1N4893 140,0V 0,5W	1N4897 220,0V 0,5W
1N4894 150,0V 0,5W	1N4898 240,0V 0,5W
1N4895 160,0V 0,5W	1N4899 270,0V 0,5W
1N4896 180,0V 0,5W	1N4900 300,0V 0,5W
1N4897 200,0V 0,5W	1N4901 330,0V 0,5W
1N4898 220,0V 0,5W	1N4902 360,0V 0,5W
1N4899 240,0V 0,5W	1N4903 40,0V 0,5W
1N4900 270,0V 0,5W	1N4904 45,0V 0,5W
1N4901 300,0V 0,5W	1N4905 50,0V 0,5W
1N4902 330,0V 0,5W	1N4906 56,0V 0,5W
1N4903 360,0V 0,5W	1N4907 62,0V 0,5W
1N4904 40,0V 0,5W	1N4908 68,0V 0,5W
1N4905 45,0V 0,5W	1N4909 75,0V 0,5W
1N4906 50,0V 0,5W	1N4910 82,0V 0,5W
1N4907 56,0V 0,5W	1N4911 91,0V 0,5W
1N4908 62,0V 0,5W	1N4912 100,0V 0,5W
1N4909 68,0V 0,5W	1N4913 110,0V 0,5W
1N4910 75,0V 0,5W	1N4914 120,0V 0,5W
1N4911 82,0V 0,5W	1N4915 130,0V 0,5W
1N4912 91,0V 0,5W	1N4916 140,0V 0,5W
1N4913 100,0V 0,5W	1N4917 150,0V 0,5W
1N4914 110,0V 0,5W	1N4918 160,0V 0,5W
1N4915 120,0V 0,5W	1N4919 180,0V 0,5W
1N4916 130,0V 0,5W	1N4920 200,0V 0,5W
1N4917 140,0V 0,5W	1N4921 220,0V 0,5W
1N4918 150,0V 0,5W	1N4922 240,0V 0,5W
1N4919 160,0V 0,5W	1N4923 270,0V 0,5W
1N4920 180,0V 0,5W	1N4924 300,0V 0,5W
1N4921 200,0V 0,5W	1N4925 330,0V 0,5W
1N4922 220,0V 0,5W	1N4926 360,0V 0,5W
1N4923 240,0V 0,5W	1N4927 40,0V 0,5W
1N4924 270,0V 0,5W	1N4928 45,0V 0,5W
1N4925 300,0V 0,5W	1N4929 50,0V 0,5W
1N4926 330,0V 0,5W	1N4930 56,0V 0,5W
1N4927 360,0V 0,5W	1N4931 62,0V 0,5W
1N4928 40,0V 0,5W	1N4932 68,0V 0,5W
1N4929 45,0V 0,5W	1N4933 75,0V 0,5W
1N4930 50,0V 0,5W	1N4934 82,0V 0,5W
1N4931 56,0V 0,5W	1N4935 91,0V 0,5W
1N4932 62,0V 0,5W	1N4936 100,0V 0,5W
1N4933 68,0V 0,5W	1N4937 110,0V 0,5W
1N4934 75,0V 0,5W	1N4938 120,0V 0,5W
1N4935 82,0V 0,5W	1N4939 130,0V 0,5W
1N4936 91,0V 0,5W	1N4940 140,0V 0,5W
1N4937 100,0V 0,5W	1N4941 150,0V 0,5W
1N4938 110,0V 0,5W	1N4942 160,0V 0,5W
1N4939 120,0V 0,5W	1N4943 180,0V 0,5W
1N4940 130,0V 0,5W	1N4944 200,0V 0,5W
1N4941 140,0V 0,5W	1N4945 220,0V 0,5W
1N4942 150,0V 0,5W	1N4946 240,0V 0,5W
1N4943 160,0V 0,5W	1N4947 270,0V 0,5W
1N4944 180,0V 0,5W	1N4948 300,0V 0,5W
1N4945 200,0V 0,5W	1N4949 330,0V 0,5W
1N4946 220,0V 0,5W	1N4950 360,0V 0,5W
1N4947 240,0V 0,5W	1N4951 40,0V 0,5W
1N4948 270,0V 0,5W	1N4952 45,0V 0,5W
1N4949 300,0V 0,5W	1N4953 50,0V 0,5W
1N4950 330,0V 0,5W	1N4954 56,0V 0,5W
1N4951 360,0V 0,5W	1N4955 62,0V 0,5W
1N4952 40,0V 0,5W	1N4956 68,0V 0,5W
1N4953 45,0V 0,5W	1N4957 75,0V 0,5W
1N4954 50,0V 0,5W	1N4958 82,0V 0,5W
1N4955 56,0V 0,5W	1N4959 91,0V 0,5W
1N4956 62,0V 0,5W	1N4960 100,0V 0,5W
1N4957 68,0V 0,5W	1N4961 110,0V 0,5W
1N4958 75,0V 0,5W	1N4962 120,0V 0,5W
1N4959 82,0V 0,5W	1N4963 130,0V 0,5W
1N4960 91,0V 0,5W	1N4964 140,0V 0,5W
1N4961 100,0V 0,5W	1N4965 150,0V 0,5W
1N4962 110,0V 0,5W	1N4966 160,0V 0,5W
1N4963 120,0V 0,5W	1N4967 180,0V 0,5W
1N4964 130,0V 0,5W	1N4968 200,0V 0,5W
1N4965 140,0V 0,5W	1N4969 220,0V 0,5W
1N4966 150,0V 0,5W	1N4970 240,0V 0,5W
1N4967 160,0V 0,5W	1N4971 270,0V 0,5W
1N4968 180,0V 0,5W	1N4972 300,0V 0,5W
1N4969 200,0V 0,5W	1N4973 330,0V 0,5W
1N4970 220,0V 0,5W	1N4974 360,0V 0,5W
1N4971 240,0V 0,5W	1N4975 40,0V 0,5W
1N4972 270,0V 0,5W	1N4976 45,0V 0,5W

PORTA-FLUÍVEL



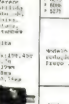
MALITRON



MALIKIT



MICRO SWITCH



MOTORES SERMAR



NUCLEO 'RM

LEOS DE FERRITE EM "F"

ITEM	PRICE	QUANTITY	TOTAL
1000	1.50	10	15.00
2000	2.00	5	10.00
3000	3.00	3	9.00
4000	4.00	2	8.00
5000	5.00	1	5.00
6000	6.00	1	6.00
7000	7.00	1	7.00
8000	8.00	1	8.00
9000	9.00	1	9.00
10000	10.00	1	10.00
11000	11.00	1	11.00
12000	12.00	1	12.00
13000	13.00	1	13.00
14000	14.00	1	14.00
15000	15.00	1	15.00
16000	16.00	1	16.00
17000	17.00	1	17.00
18000	18.00	1	18.00
19000	19.00	1	19.00
20000	20.00	1	20.00
21000	21.00	1	21.00
22000	22.00	1	22.00
23000	23.00	1	23.00
24000	24.00	1	24.00
25000	25.00	1	25.00
26000	26.00	1	26.00
27000	27.00	1	27.00
28000	28.00	1	28.00
29000	29.00	1	29.00
30000	30.00	1	30.00
31000	31.00	1	31.00
32000	32.00	1	32.00
33000	33.00	1	33.00
34000	34.00	1	34.00
35000	35.00	1	35.00
36000	36.00	1	36.00
37000	37.00	1	37.00
38000	38.00	1	38.00
39000	39.00	1	39.00
40000	40.00	1	40.00
41000	41.00	1	41.00
42000	42.00	1	42.00
43000	43.00	1	43.00
44000	44.00	1	44.00
45000	45.00	1	45.00
46000	46.00	1	46.00
47000	47.00	1	47.00
48000	48.00	1	48.00
49000	49.00	1	49.00
50000	50.00	1	50.00
51000	51.00	1	51.00
52000	52.00	1	52.00
53000	53.00	1	53.00
54000	54.00	1	54.00
55000	55.00	1	55.00
56000	56.00	1	56.00
57000	57.00	1	57.00
58000	58.00	1	58.00
59000	59.00	1	59.00
60000	60.00	1	60.00
61000	61.00	1	61.00
62000	62.00	1	62.00
63000	63.00	1	63.00
64000	64.00	1	64.00
65000	65.00	1	65.00
66000	66.00	1	66.00
67000	67.00	1	67.00
68000	68.00	1	68.00
69000	69.00	1	69.00
70000	70.00	1	70.00
71000	71.00	1	71.00
72000	72.00	1	72.00
73000	73.00	1	73.00
74000	74.00	1	74.00
75000	75.00	1	75.00
76000	76.00	1	76.00
77000	77.00	1	77.00
78000	78.00	1	78.00
79000	79.00	1	79.00
80000	80.00	1	80.00
81000	81.00	1	81.00
82000	82.00	1	82.00
83000	83.00	1	83.00
84000	84.00	1	84.00
85000	85.00	1	85.00
86000	86.00	1	86.00
87000	87.00	1	87.00
88000	88.00	1	88.00
89000	89.00	1	89.00
90000	90.00	1	90.00
91000	91.00	1	91.00
92000	92.00	1	92.00
93000	93.00	1	93.00
94000	94.00	1	94.00
95000	95.00	1	95.00
96000	96.00	1	96.00
97000	97.00	1	97.00
98000	98.00	1	98.00
99000	99.00	1	99.00
100000	100.00	1	100.00

MOTOR PASSO A PASSO



UTILIZE NOSSO CREDITO

FILCRES

Hus Aurora, 165

S. Paulo — SP

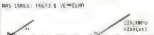
OPTOS LEDS — DISPLAYS — LDR'S

[illegible]

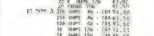
POTENCIÓMETROS CONSTANTE



PINCAS DI TESTE



POTENCIÓMETROS DE FIO



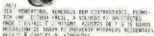
PLUJES E TOMADAS BIBOLARES



POTENCIÔMETROS DE PRECISÃO

[illegible]

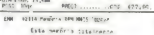
10



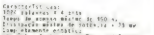
100	123,441,00
-----	-------	------------



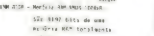
844.121 D6L 79C25A 30 24705 22 004-018: (CM) 18
844.383: 652117 6985 52305 22 004-030



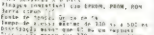
70 11-080.



colores de 10 pies de plástico o cer-



particularities:



**PARA QUE SE PREOCUPAR COM "ONDE E COMO"
COMPRAR COMPONENTES A BOM PREÇO.
PROGRAME SUAS COMPRAS COM A FILCRES
DEPARTAMENTO DE ATACADO E TRABALHE SOSSEGADO.**



**SOLICITE A PRESENÇA DE UM DE NOSSOS VENDEDORES PELOS TELS:
PBX — 223-7388 — RAMAIS 3/14/17 E PELOS DIRETOS 221-0147 E 222-3458**

PEDRINHO BIP 6 AK
GILBERTO BIP 6 AB
KOYAMA BIP 69 L
DALTON BIP 69 K

TELEFONE PARA RECADOS
DO BIP — TEL. 623171.

FILCRES Imp e Repr Ltda.
Rua Aurora 171, 2º andar



BK820 — Capacímetro

Mede valores de capacitores, capacitância de cabos trimmers (p/ ajuste) o que facilita verificar se estão fora de tolerância.

- Mede capacitância desde 0,1 pF até 1 F
- Resolução de 0,1 pF
- 10 faixas para maior precisão nas leituras
- 4 dígitos num display a LED
- 0,5% de precisão
- entrada para pinos banana ou de inserção
- protegido por fusíveis
- protegido por fusíveis
- indicação de ultrapassagem de fundo de escala (overrange)

Cr\$13.749,00

BK501A — Traçador de curvas de componentes semicondutores

Adaptável a osciloscópios

- Projeta a curva característica de qualquer dispositivo semicondutor numa tela de osciloscópio
- Mede tensão de ruptura sem danificar o componente
- Identifica dispositivos desconhecidos

Cr\$23.809,00

BK2810 — Multímetro digital de 3½ dígitos e 0,5% de precisão

- Display a LED de 3½ dígitos
- 0,5% de precisão
- 100 μ V e 0,01 ohm de resolução.
- Zero automático
- Proteção contra sobrecargas
- Proteção contra interferências em R.F.
- Completamente portátil
- Ponta de prova opcional para uso em R.F. (P.R.21)

Cr\$14.717,00

BK2800 — Multímetro digital 3½ dígitos

Combina baixo preço com alto desempenho, incluindo zero automático em todas as escalas e proteção contra sobrecarga.

- Proteção contra sobrecarga em todas as escalas
- Completamente portátil
- Zero automático
- 1 mV, 1 μ A, 0,1 ohm de resolução
- 10 Mohms de impedância de entrada
- Excelente coeficiente de temperatura
- Precisão típica em DC de 1%

Cr\$11.415,50

BK530 — Analisador de dispositivos semicondutores

Além de ser um dos mais completos analisadores, o 530 é também um dos mais fáceis e rápidos de usar. Nem tabelas nem cálculos são necessários para saber se o componente está ou não defeituoso.

- Mede a frequência de trabalho de transistores bipolares, além de 1500 MHz
- Determina a tensão de ruptura de diodos e transistores sem destruí-los
- Mede o valor de beta nos transistores ou gm nos FETs
- Teste rápido de transistores, FETs e SCR's, dentro ou fora dos circuitos
- Nenhuma informação de polarização é necessária
- Identificação automática de transistores PNP ou NPN ou FETs canal P ou N

Cr\$25.831,50

BK1827 — Freqüencímetro de 30 MHz

Cabe na palma da mão e é ideal para aplicações de campo, como alinhamento de controles remotos. Mede a frequência de saída de um aparelho radioamador. Combinava versatilidade com baixo custo.

- Leitura até 30 MHz típica, 50 MHz máxima
- 6 dígitos. Com uma chave de faixa pode-se obter precisão de 8 dígitos
- Resolução de 1 Hz — inclusive operando a 30 MHz
- Completamente portátil
- Circuito de proteção para a bateria e sistema de chaveamento para diminuir o consumo nos displays
- Funcionamento AC ou bateria de 12 volts

Cr\$12.295,50

BK1040 — Analisador de desempenho para transceptores de faixa do cidadão

Pode ser usado como wattímetro da faixa de RF e na faixa de áudio e como medidor de distorções (distorção harmônica total). Saída para freqüencímetro e osciloscópio com conectores do tipo BNC. Quando usado na faixa do cidadão, converte um sinal de 27 MHz em aproximadamente 1 MHz para que possa ser analisado num osciloscópio.

- Simplifica bastante a operação de um transceptor em minutos
- Testa todo o desempenho de um transceptor em minutos
- Testa transceptores AM e SSB, 23 ou 40 canais
- Não há necessidade de uso de equipamentos especiais
- Analisa os resultados disponíveis num medidor de leitura direta
- Simplifica ao extremo a tarefa de manutenção de aparelhos da faixa do cidadão

Cr\$18.477,00

BK1474 — Osciloscópio duplo traço de 30 MHz

Aplicável no desenvolvimento de sistemas microprocessadores, análise de falhas em minicomputadores e microprocessadores; podendo até ser usado para monitorar transmissões comerciais das emissoras de TV. Ideal para reparos de equipamentos digitalizados como contadores, calculadoras, freqüencímetros, sintetizadores etc.

- Tempo de resposta menor que 11,7 ns
- Trigger para maior que 50 MHz
- 5 mV/cm de sensibilidade vertical
- Seleção automática dos modos de trabalho CHOP ou ALTERNATIVE
- Testa vários tipos de circuitos lógicos, inclusive ECL
- Filtros passa-alta e filtros passa-baixa internos
- Mantém precisão de calibração em sinais maiores que 105-130 VAC e 205-260 VAC
- 20 escalas calibradas da varredura — 0,2 us/cm até 0,5 s/cm
- Subtração e adição algébrica de sinais
- Detetor de RF interno para a amostragem da envoltória
- Tela iluminada e pontas de prova incluídas

Cr\$102.580,00

BK1820 — Freqüencímetro de 80 MHz

mede a frequência de saída de um gerador de potência, a resposta em frequência de tape decks, calibra alarmes ultra-sônicos e sistemas de controle.

- Leitura de frequências desde 5 Hz a 80 MHz
- Medida de período de sinais desde 5 Hz a 1 MHz
- Diferenças entre períodos, posição automática ou manual
- Resolução de 1 PPM (parte por milhão)
- Totaliza uma leitura 999999 e depois acusa ultrapassagem de fundo de escala.
- 1 Mohm de impedância de entrada.

Cr\$22.942,00

BK3010 — gerador de funções de baixa distorção

0,1 a 100 KHz
Triangular, quadrada, senoidal (6 faixas).
Distorção típica 0,5%. Nível DC variável

Cr\$16.306,00

BK2040 — Gerador de sinais para faixa do cidadão

Estabilidade e precisão de calibração garantidas numa base de +5 ppm (0,005%).

Tanto transceptores AM como SSB podem ser testados usando o 2040 e um circuito interno de proteção o previne contra danos causados por sinais de alta potência em RF.

Cr\$33.755,62

BK1472C — Osciloscópio duplo traço de 15 MHz

- Seleção automática dos modos de trabalho CHOP OU ALTERNATIVE quando o tempo de varredura é mudado
- Tela revestida de fósforo azul P31
- Mantém precisão de calibração para valores acima de 130 VAC
- Testa circuitos lógicos, incluindo os da família CMOS
- Adição e subtração algébrica de sinais
- 19 escalas calibradas de varredura — 0,5 us/cm a 0,5 s/cm
- Monitor para faixa do cidadão, AM e SSB
- Separados de sincronismo em TVs

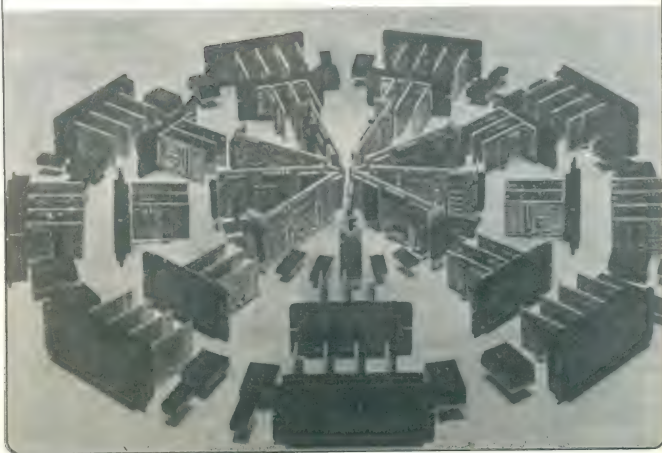
Cr\$77.788,50

curso de semicondutores

26ª lição

Capítulo VIII

Dispositivos Optoeletrônicos



Chegamos à etapa final do Curso de Semicondutores. O capítulo que ora iniciamos concluirá uma caminhada de mais de dois anos, ao longo da qual travamos contato com as técnicas de fabricação e funcionamento, bem como os usos e aplicações, de diversos dispositivos semicondutores — diodos, transistores, circuitos integrados.

Estas últimas lições serão dedicadas ao estudo de um grupo de componentes de estado sólido capaz de converter energia luminosa em energia elétrica, e vice-versa. Esses elementos, que colocam a luz a serviço da eletrônica, são chamados dispositivos optoeletrônicos e veremos que sua operação se reveza tanto nos princípios ópticos, quanto eletrônicos.

Os dispositivos optoeletrônicos são divididos em dois grupos básicos. Classificam-se em dispositivos *sensíveis à luz* e dispositivos *emissores de luz*. Os mais importantes componentes encontrados em ambas as categorias serão por nós examinados e os vários modos como são utilizados também serão considerados.

Como outros campos, a optoeletrônica tem seu conjunto particular de termos, definições e unidades de medida. Embora não seja necessário entender todos os termos que são empregados, convém aprender pelo menos uma parte da linguagem optoeletrônica caso se deseje conhecer e compreender bem o funcionamento dos vários dispositivos optoeletrônicos.

Os mais importantes conceitos envolvidos serão estudados agora, logo de início. A familiaridade com dispositivos optoeletrônicos está crescendo em importância, uma vez que eles estão sendo cada vez mais usados e novas aplicações são constantemente encontradas. Além disso, você ampliará grandemente com eles o seu horizonte de conhecimentos sobre dispositivos semicondutores.

PRINCÍPIOS BÁSICOS DA LUZ

Para entender a operação dos componentes optoeletrônicos é necessário compreender alguns princípios básicos da luz. Intuitivamente você sabe o que é luz e talvez esteja familiarizado com algumas de suas unidades básicas de medição. Em consequência irá aprender a definir luz e considerar suas várias propriedades. Depois examinaremos brevemente as técnicas básicas utilização para mensuração da luz.

Características

O termo *luz* é usado para designar *radiações eletromagnéticas* em parte visíveis ao olho humano. Basicamente, a luz é um tipo de radiação eletromagnética e difere de outros tipos como raios cósmicos, raios gama, raios-X e

ondas de rádio, apenas quanto à sua frequência.

O espectro, ou seja a faixa de frequências, ocupado pela luz estende-se de 300 gigahertz (10^9 hertz) até 300.000.000 gigahertz. Está colocado entre o final das ondas de rádio frequência (RF), que a grosso modo chegam até 300 GHz, e as ondas de raio-X, que começam a mais ou menos em 300.000.000 GHz. Acima da região dos raios-X estão os raios gama e os raios cósmicos.

Como outros tipos de radiação eletromagnética, a luz se propaga (viaja) através do espaço e de determinados tipos de matéria. Supõe-se que a luz viaja na forma de ondas, como as ondas de rádio. Em outras palavras, o movimento da luz através do espaço pode ser comparado ao movimento das ondas de rádio que periodicamente fluem em intensidade quando são emitidas por uma antena ou algum outro corpo irradiador. Portanto, como as ondas de rádio, as ondas de luz podem ser medidas em termos de *comprimento de onda*. Assim como para as ondas de rádio, o comprimento das ondas luminosas é determinado pela velocidade em que a luz está se movendo e a frequência de suas flutuações. Esta relação pode resumir-se na seguinte equação matemática:

$$\lambda = \frac{v}{f}$$

Onde λ (a letra grega lambda) representa um comprimento de onda completo, a letra v representa a velocidade e f representa a frequência. Esta equação atesta que um comprimento de onda completo é igual à velocidade dividida pela frequência.

A luz viaja a uma velocidade extremamente elevada. No vácuo esta é de 300.000 km/s ou 3×10^{10} centímetros por segundo. Essa velocidade é apenas ligeiramente menor no ar, mas, quando passa por certos tipos de materiais, tais como vidro ou água, a velocidade da luz é consideravelmente reduzida.

Quando substituímos a velocidade

da luz no vácuo (em centímetros por segundo), juntamente com a sua frequência em hertz, na equação dada, obtemos o comprimento de onda em centímetros (cm). Uma vez que a luz tem uma faixa de frequência que se estende de 300 GHz (300×10^9 hertz) até 300.000.000 GHz (300×10^{15} hertz), seu comprimento de onda deve variar numa faixa considerável. O comprimento de onda mínimo ocorre com a máxima frequência e é igual a:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^{10}}{300 \times 10^{15}} = 0,0000001 \text{ centímetro}$$

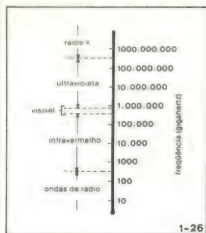
O comprimento de onda máximo ocorre à mínima frequência e é igual a:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^{10}}{300 \times 10^9} = 0,1 \text{ centímetro}$$

A faixa de frequência de 300 a 300.000.000 GHz, portanto, corresponde a comprimentos de onda que variam de 0,1 a 0,000.000.1 centímetro. Uma vez que os comprimentos de onda associados às várias frequências da luz são extremamente curtos, é prática comum expressá-los em unidades muito menores. Por exemplo, 0,000.0001 centímetro pode ser expresso como 0,001 $\times 10^6$ metros ou 0,001 micrometros ($0,001 \mu\text{m}$), ou simplesmente 0,001 microns. O mesmo número, é também igual a 1×10^9 metros ou 1 nanometro (1 nm). Mais uma unidade comumente usada é o *angstrom*, que é representado pelo símbolo Å. Um angstrom é igual a 1×10^{-10} metros. Portanto 0,000.000.1 centímetro (que é igual a 1×10^{-10} metros) corresponde a 10 angstroms.

É importante compreender a relação entre a frequência e o comprimento de onda quando trabalhar com ondas de rádio ou ondas de luz. Esses dois termos são frequentemente intercambiados em uma discussão que se refere a utilização de radiação eletromagnética. Você encontrará ambos os termos em uso através desse capítulo.

Dentro do espectro da luz entre 300 e 300×10^9 GHz apenas uma estreita



O espectro da luz.

banda de frequência pode realmente ser detectada pelo olho humano. Essa estreita banda aparece em várias cores, como o vermelho, laranja, amarelo, verde, azul e violeta. Cada cor corresponde a uma faixa muito estreita de frequências dentro dessa região visível. A região visível inteira estende-se de pouco mais que 400.000 GHz a aproximadamente 750.000 GHz. Acima da região visível (entre 750.000 e 300.000.000 GHz) a luz não pode ser vista. As ondas de luz que caem nesta região são chamadas de *raios ultravioleta*. Abaixo da região visível (entre 300 e 400.000 GHz) a luz também não é vista. As ondas dessa região são comumente chamadas *raios infravermelhos*. O espectro total é mostrado na figura 1-26, de modo que você possa comparar as três regiões descritas.

Embora tenhamos suposto a propagação da luz em ondas eletromagnéticas, a teoria ondulatória não pode explicar completamente todos os fenômenos associados à luz. Por exemplo, a teoria ondulatória pode ser usada para explicar porque a luz se curva quando flui através da água ou vidro. Porém, ela não pode explicar o que acontece quando a luz atinge determinados materiais semicondutores, e essa ação resultante é que forma a base para a maioria da teoria optoeletrônica apresentada nesse capítulo. Para explicar porque e como os materiais semicondutores são afetados pela luz, é necessário assumir que a luz apresenta características adicionais.

A explicação adequada da operação dos dispositivos optoeletrônicos que veremos só se dará se considerarmos um aspecto adicional da luz explicado basicamente pela *teoria do quantum*. A teoria do quantum reconhece que a luz possui características ondulatórias, mas atesta também que uma onda de luz se comporta como se fosse constituída de muitas partículas minúsculas. Cada uma dessas pequenas partículas representa um quanta dis-

creto ou pacote de energia, e é chamado de *fóton*.

Os fótons numa onda luminosa são partículas não carregadas e seu conteúdo de energia é determinado pela frequência e o comprimento da onda. Quanto maior a frequência, maior a energia que cada fóton contém. Isso significa que as ondas de luz da porção superior do espectro possuem mais energia que aquelas do extremo inferior do espectro. Essa mesma regra também se aplica a outros tipos de radiação eletromagnética. Por exemplo, os raios-X têm um conteúdo energético maior que as ondas de luz, ao passo que estas possuem mais energia que as ondas de rádio.

Portanto, a luz tem uma dupla personalidade. Ela se propaga através do espaço como as ondas de rádio, mas se comporta como se contivesse muitas e minúsculas partículas. Esse aspecto de partícula da luz será utilizado para explicar sua ação nos vários tipos de componentes optoeletrônicos.

Unidades de medida

Em nossos estudos anteriores, vimos como a corrente, a tensão e a resistência se relacionam. Mas, ainda mais importante que isso foi o fato de aprender como medir essas quantidades elétricas. É necessário criar unidades de medida adequadas para cada quantidade, de modo que seus valores precisos possam ser determinados. O mesmo é verdade quando tratamos com a luz. Devemos saber como medir precisamente os vários aspectos da luz, para que ela seja efetivamente utilizada. Entretanto, ao trabalhar com a luz, diversos problemas surgirão, que não são encontrados quando nos relacionamos com as quantidades elétricas mencionadas. Antes de tudo, não há um, mas dois sistemas básicos em uso comum para medição da luz. Além disso, estes dois sistemas são semelhantes, mas não idênticos, e geralmente é difícil converter de um para o outro.

Um dos sistemas de mensuração da luz é baseado na resposta do olho humano e aplica-se somente naquela porção do espectro luminoso visível. Este método de descrição ou qualificação da luz é denominado sistema *fotométrico*. O outro sistema é usado para medir tanto luz visível como não visível. Em outras palavras, é aplicável através de todo o espectro da luz. Esse método é comumente referido como sistema *radiométrico*.

Uma vez que os sistemas fotométrico e radiométrico são ambos usados no campo optoeletrônico, examinaremos brevemente esses dois sistemas. Mas, nesse momento, consideraremos apenas os mais básicos e importantes termos e unidades de medida

envolvidos em cada sistema.

Sistema radiométrico. No sistema radiométrico as unidades básicas de medição são o watt e o centímetro e todas as unidades adicionais desse sistema derivam dessas. Um grande número de termos radiométricos é requerido para definir adequadamente e medir os vários aspectos da luz emitida por uma certa fonte, ou a luz que atinge a superfície de um objeto. Além disso, os nomes das várias unidades radiométricas sempre são seguidos do termo *radiante*.

Na terminologia radiométrica a energia emitida por uma fonte de luz é considerada estar na forma de ondas eletromagnéticas e é referida como *energia radiante*. A energia radiante é representada pelo símbolo Q_e . A quantidade total de energia radiante fornecida por uma fonte de luz por unidade de tempo, ou, em outras palavras, a relação total de fluxo da energia radiante é denominada comumente *fluxo radiante* ou *potência radiante*. O fluxo radiante é normalmente representado pelo símbolo Φ_e e é medido em joules por segundo ou watts.

O termo *intensidade radiante* pode também ser empregado para descrever a quantidade de luz produzida por uma fonte. Entretanto, esse termo é mais específico que aquele definido previamente, e pode ser usado para descrever a distribuição de energia radiante. A intensidade radiante é simplesmente o fluxo radiante por unidade de ângulo sólido que é emitida em uma dada direção. É representada pelo símbolo I_e , e é medida em *watts por steradian*. O steradian é nada menos que uma unidade de dimensão como o radiano, sendo também conhecido como *esfero-radiano*. Trata-se simplesmente de uma unidade de medida de um ângulo sólido. Um steradian de um ângulo sólido que apresenta seu vértice no centro de uma esfera que tem raio de 1 metro, irá subtender uma área de 1 metro quadrado na superfície da esfera. Qualquer esfera dada conterá um total de 4π steradians.

Os dois termos anteriores são úteis na descrição da energia radiante emitida por um ponto de luz que irradia em todas as direções. Porém, outros termos serão necessários para descrever a energia radiante que é tanto emitida por, como a que atinge uma área específica. Por exemplo, a energia radiante que atinge uma superfície por unidade de área é referida como *irradiação* ou *incidência radiante* e é representada pelo símbolo E_e . É usualmente medida em *watts por metro quadrado*. Todavia, a energia radiante que é emitida por, ou que deixa uma superfície, por unidade de área, é denominada *emissão radiante*. A emissância radiante é representada pelo símbolo M_e .

e é também medida em *watts por metro quadrado*.

Um outro termo radiométrico que é amplamente usado é *radiância*. Como o termo emitância radiante, esse aplica-se à energia que se propaga sobre uma área específica. A radiância é definida como a intensidade radiante por unidade de área que está tanto deixando, passando através, ou chegando a uma superfície em certa direção. No entanto, neste caso a área da superfície é a área enquanto vista de uma direção especificada. A radiância é representada pelo símbolo L_0 e é medida em *watts por steradian por metro quadrado*. Para uma fonte de luz de área larga, a radiância permanece constante por todos os ângulos de visão com relação à fonte. Isso se explica porque a intensidade radiante, que é maior quando a área da superfície é vista diretamente por cima, diminui proporcionalmente com a área aparente da fonte enquanto o ângulo de visão (diretamente por cima) aumenta.

Outros termos radiométricos existem, mas os descritos até aqui são os mais comumente usados. Não é necessário tentar lembrar-se de todos os termos nesse momento. Seu significado completo não se realizará até que eles sejam usados em várias aplicações práticas.

Sistema fotométrico. Os vários conceitos referidos utilizando a termi-

nologia radiométrica também podem ser descritos empregando termos fotométricos. Porém, os termos fotométricos sempre se seguirão do sufixo *luminoso*. Além disso, os termos fotométricos não são exatamente equivalentes aos termos radiométricos correspondentes. As medidas em fotometria estão limitadas à luz visível enquanto a radiometria alcança todo o espectro luminoso, como dissemos anteriormente.

Um dispositivo fotométrico de medição de luz deve responder da mesma maneira que o olho humano. Mas, a resposta do olho humano é ligeiramente diferente nos níveis normal e baixo da luz. Nos níveis baixos da luz as frequências da luz visível são deslocadas para uma faixa ligeiramente menor e diz-se que o olho apresenta uma resposta *escotópica*, ou seja, a pouca luz. Nos níveis normais de luminosidade o olho responde por uma faixa ligeiramente maior de frequências e diz-se que sua resposta é *fotópica*. Com isso em mente, examinaremos os vários termos fotométricos e as unidades de medida relacionadas aos termos radiométricos vistos previamente.

No sistema fotométrico a energia produzida por uma dada fonte de luz é referida como *energia luminosa*. A energia luminosa é representada pelo símbolo Q_v . A quantidade de energia luminosa produzida por uma fonte por

unidade de tempo é denominada *fluxo luminoso* ou *potência luminosa*. O fluxo luminoso é representado pelo símbolo Φ_v e é medido em *lúmens*. O lúmen é considerado a unidade básica de medida no sistema fotométrico e pode ser comparado ao watt no sistema radiométrico. 680 lúmens equivalem a 1 watt de fluxo radiante, mas isso é verdade apenas para a energia luminosa visível para a qual o olho humano é mais sensível. A conversão é válida, portanto, somente para uma luz verde específica que tem um comprimento de onda de exatamente 0,555 micrometros ($0,555 \times 10^{-9}$ metros). Em qualquer outro comprimento de onda o olho humano é menos sensível e existem menos lúmens para cada watt. Nisto reside a dificuldade de converter unidades radiométricas em fotométricas e vice-versa. Para fazer conversões precisas em todos os comprimentos de onda precisaríamos considerar a resposta espectral do olho humano e a saída espectral da fonte de luz dada. Tal conversão poderia ser embaraçosa e consumir muito tempo, e não será considerada aqui.

O fluxo luminoso por unidade de ângulo sólido que viaja em uma direção específica, partindo de uma fonte de luz, é denominado *intensidade luminosa*. Esse termo pode ser comparado ao termo radiométrico intensidade radiante. A intensidade luminosa pode



BARTÔ

REPRESENTAÇÕES E COMÉRCIO LTDA. ELETRÔNICA

KITS NOVA ELETRÔNICA DIODOS — CI — INSTRUMENTOS TRANSISTORES EM GERAL

RUA DA CONCÓRDIA, 312/314 —
FONES: 224-3699 — 224-3580
RECIFE — PE.
TELEX 0112201

ser representada pelo símbolo I_v e sua unidade de medição é a *candela*. Uma *candela* é igual a 1 lúmen de fluxo luminoso por steradian.

O fluxo luminoso que atinge uma unidade de área de uma superfície é referido como *iluminância* ou *iluminância*, e é representado pelo símbolo E_v . A unidade popularizada para a medida de iluminância é o *lux*. Um lux é igual a 1 lúmen por metro quadrado. Entretanto, outras unidades de mensuração às vezes são usadas. Por exemplo, a iluminância pode ser expressa em lúmens por pé quadrado ou *pé-vela*. Um pé-vela equivale a 10,76 lux.

O fluxo luminoso que é emitido por uma unidade de área de uma superfície é denominado *emitância luminosa*. A emitância luminosa é representada pelo símbolo M_v e é medida em lúmens por metro quadrado.

O último termo fotométrico que identificamos é a *luminância*. Luminância é simplesmente a intensidade luminosa por unidade de área que está deixando, passando ou chegando a uma superfície em uma direção específica. A luminância é representada pelo símbolo L_v , sendo medida em lúmens por steradian por metro quadrado ou *candelas por metro quadrado*. Uma *candela* por metro quadrado é chamada de 1 *nit* de luminância. Outras unidades são ainda usadas e baseiam-se na *candela* sobre várias unidades de área, mas não há necessidade de considerá-las nessa breve discussão.

O termo fotométrico luminância pode comparar-se ao termo radiométrico radiancia, embora os dois não sejam exatamente equivalentes. Ainda mais, o termo luminância pode ser pensado como o equivalente fotomé-

trico do termo *brilho*.

Como no sistema radiométrico, existem mais termos fotométricos que poderiam ser vistos. Porém, os aqui descritos são os mais importantes e relacionam-se aos termos radiométricos que vimos anteriormente.

Pequeno teste de revisão

1. A luz é considerada radiação _____, em parte visível ao olho humano.
2. O espectro da luz estende-se de _____ gigahertz a _____ gigahertz.
3. Em termos de comprimento de onda o espectro da luz se estende de _____ a _____ centímetros.
4. A maior parte das frequências do espectro da luz é visível.
a. Verdadeira
b. Falsa
5. As frequências invisíveis no espectro da luz são denominadas *raios* _____ e _____.
6. A luz tem características de onda, mas ela também se comporta como se fosse constituída por pequenas partículas conhecidas como _____.
7. O sistema _____ de medição da luz é baseado na resposta do olho humano.
8. O sistema _____ de medição da luz aplica-se por todo o espectro luminoso.
9. Os termos radiométricos são sempre seguidos do sufixo _____.
10. Os termos fotométricos são sempre seguidos do sufixo _____.
11. Os termos radiométricos _____ e _____

_____ são úteis na descrição da energia radiante emitida por uma fonte puntual.

12. Os termos radiométricos _____ e _____

são usados para descrever a energia radiante que se propaga por áreas específicas.

13. Para cada termo radiométrico há um termo fotométrico equivalente que descreve o mesmo conceito básico.

- a. Verdadeira
 - b. Falsa
14. Os termos radiométricos e fotométricos correspondentes são exatamente equivalentes.
- a. Verdadeira
 - b. Falsa

Respostas

1. eletromagnética
2. 300 GHz a 300.000.000 GHz
3. 0,1 a 0,0000001 centímetros
4. (b) Falsa. Apenas uma pequena porção do espectro da luz é visível.
5. ultravioleta e infravermelho.
6. fótons
7. fotométrica
8. radiométrica
9. radiante
10. luminosa
11. fluxo radiante (potência radiante) e intensidade radiante.
12. irradiância (ou incidência radiante), emitância radiante e radiancia.
13. (a) verdadeira.
14. (b) falsa. O sistema radiométrico descreve a luz em todas as frequências, enquanto o sistema fotométrico descreve a luz visível, tornando assim as conversões de um sistema a outro difíceis e consumidoras de tempo.

Anunciantes deste número

Apolo	4
Barto	121
Brasitone	73
Casa Strauch	89
CEI	66
Ceteisa-Atlas	41
Com. Bezerra	22
Digital	12
Eletronica Veterana	69
Eletronica Radar	64
Milvar	21
N.S. do Brasil	35
R.E. Santista	93
Transiente	91
Tv Peças	79
Yara	61

Assine NOVA ELETRÔNICA por Cr\$550,00 apenas. Compre 12 n^ºs e ganhe inteiramente grátis um destes brindes:

ASSINALE COM UM X

4 n^ºs atrasados
do n^º 4 ao 33

4	5	6	7	8	9	10	11
12	13	14	15	16	17	18	19
20	21	22	23	24	25	26	27

É só fazer sua opção.

Envie-nos o cupom acompanhado de um cheque visado, pagável em São Paulo, ou Vale Postal a favor de:



À EDITALE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.
C. Postal 30.141
01000 São Paulo, SP.

Em anexo estou-lhes remetendo a importância de Cr\$550,00 para pagamento da assinatura de 12 números de NOVA ELETRÔNICA.

Cheque visado n^º contra o Banco
Vale Postal n^º

É a primeira assinatura ☐ ou está renovando sua assinatura ☐

OBS.: Não aceitamos Ordem de Pagamento.

NOVA ELETRÔNICA

CADASTRO DE ASSINANTES

NO CADASTRO NÃO PREENCHER

01-

NOME PRINCIPAL (ASSINANTE)

02-

COMPLEMENTO (NOME DA FIRM)

03-

ENDREÇO (RUA/AVENIDA/PRACA ETC)

04-

NÚMERO COMPLEMENTO (SALA/ANDAR/APARTAMENTO ETC)

05-

CID.

BARRIO/VILA

07-

CIDADE

08-

ESTADO

09-

PAIS

10-

12- ☐ CANCELAMENTO

13- ☐ CDD KEY

14-

IND. (NÃO PREENCHER)

15-

CODIFICAÇÃO INDUSTRIAL (NÃO PREENCHER)

11-

ALERT

Publicado na Nova Eletrônica nº 31. Uma barreira de luz infravermelha que indica qualquer intrusão em seu feixe, com o atraso de apenas 10 ms. Por operar no infravermelho, a barreira é invisível e insensível à luz ambiente. Aplicações possíveis: contagem de peças, alarme, interruptor automático, etc.

Código 983095

1.560,00



Novos contadores ampliáveis, de dois dígitos

Publicados em Nova Eletrônica nº 12. São dois tipos de contadores, sob a forma de módulos ampliáveis, de dois dígitos. Um deles é um contador unidirecional (somente contagem progressiva); enquanto o outro é um bidirecional (contagem progressiva e regressiva, por entradas separadas).

Código: 983051

(unidirecional) 540,00

Código: 983050

(bidirecional)

590,00



Disco light

Publicado na Nova Eletrônica nº 24. Abrange toda a faixa de áudio com um elemento vibrante baseado em ferro, capaz de um equipamento de som. Capacidade de potência de 400 a 600 W em 110 V, dependendo do tipo empregado. Também pode ser usado em 220 V.

Código: 983087

330,00



Amplimax

Publicado na NE nº 16. Amplificador estereó para carros, que utiliza a conexão "bridge" para obter uma maior potência de saída, com uma tensão de alimentação reduzida (tensão da bateria - 12 V). Apresenta a potência de 15 watts IHF por canal (30 watts IHF, no total), com alto-falantes de 8 ohms. Sua resposta em frequência vai de 40 Hz a mais 20 kHz, a 3 dB. Para ser utilizado em toca-fitas e autorádios.

Código: 983061

1.100,00

Antena interna para carros

Publicado na NE nº 34. Um novo sistema de antena para autorádios que substitui com vantagem os modelos externos. Colocada internamente, não tem todos os problemas das antigas "varais", como as falhas de AM e FM e não prejudica os fios para melhorar sua recepção.

Código: 983102

Contador amplável de 1 dígito

Publicado na NE nº 3, consiste em um conjunto contador-decodificador "display", de dimensões bastante reduzidas e conta de 0 a 9. Ampliável para contar até 99 990, etc. Pode ser empregado em qualquer aplicação que forneça pulsos de no máximo 5 V na entrada.

Código: 983017

240,00



DPM LCD

Publicado na NE nº 34. Medidor digital de painel com display de cristal líquido. Baseado no CI 7118, é alimentado por uma única bateria de 9 V com bakelite, com sumo (em torno de 2 mA). Inclui uma referência no próprio integrado, autorregulando a tensão e a indicação de precisão, ideal para implementação de multímetros, termômetros, frequencímetros e outros instrumentos digitais.

Código: 983099

2.430,00



Capacímetro digital

Mede, com grande precisão, capacitâncias entre 100 pF e 1000 uF, divididas em três escalas. O aparelho possui quatro dígitos e o ponto decimal é automático, proporcionando uma leitura em uF em todas as escalas.

Código: 983055



2.500,00

Controlador de potência

Publicado na NE nº 8, utiliza um TRIAC e apresenta mais de 100 componentes, para controlar a velocidade de 12 lâmpadas, fuselagens, liquidificadores, etc., e a duração dos ataques. Pode ser usado com aparelhos até 500 W em 110 V e com aparelhos de 1000 W em 220 V. É muito prático e sustentável, não necessitando nenhuma troca de componentes para operação em 220 V.

Código: 983037

350,00



DPM 3 1/2 L

Publicado na NE nº 27 e 28 da NE. Instrumento digital de painel capacitado para a microcomputação CL 7157, ideal para a implementação de diversos medidores digitais: tempo, frequência, velocidade, etc. Possui 10 dígitos e 10 pontos decimais. Pode ser usado com aparelhos até 500 W em 110 V e com aparelhos de 1000 W em 220 V. É muito prático e sustentável, não necessitando nenhuma troca de componentes para operação em 220 V.

Código: 983085

2.430,00



Carregador de baterias

Possibilita a recarga da bateria do carro, em casa. É um conjunto simples e compacto. Publicado na NE nº 8 da Nova Eletrônica.

Código: 983038

990,00



Chave eletrônica

Publicado na NE nº 23. Permite a ativação e visualização de dois sinais, a partir de um único canal do osciloscópio. Fornece duas saídas para sincronismo, controle de posição vertical, controle de ganho e quatro frequências de chaveamento (100, 500, 1000 e 5000 Hz). M 8 B.

Código: 983084

1.700,00



Digitempo

Novo relógio digital, com "display" de LEDs de quatro dígitos, sendo dois para as horas e dois para os minutos. Inclui um sistema de alarme eletrônico, que pode ser programado para despertar em um horário preciso através de um auto-falante acústico, embutido. O ajuste da hora e dos minutos é feito pelo processo de avanço "rápido" e "lento". Sua caixa, decorada com plástico de alto impacto, oferece o suporte para quatro cores: preta, laranja, branca e cinza. Publicado na Nova Eletrônica nº 13.

Código: 983056

(com despertador) . . .



1.400,00

Efeito UFO

Publicado na NE nº 25. Apresenta uma sequência musical, derivada pela "Forma Constante" derivada do "Tremolo" "Saw". Auto-ajuste e auto-possibilidade de conversão de frequências, pulsos, em dois modos de funcionamento: analógico e sequencial.

Código: 983089

500,00

Fonte estabilizada 5V-1A

Publicado na NE nº 3, é uma fonte de tensão fixa, apropriada para a alimentação de computadores, em casa, de circuitos TTL.

Código: 983020

640,00



EQUASOUND

Publicado na NE nº 29 e 30. Um aparelho de amplificação autônomo. G. Resposta de frequência adequada para a reprodução dos sons kits (eletrônicos, etc.). Possui duas saídas de tensão fixas 5 CVV e 12 VCC, e uma saída de tensão variável de até 500 mA. Resposta de frequência: 20 Hz a 20 kHz, 3 dB.

Código: 983076



1.600,00

Gerador de funções

Publicado na NE nº 7. Fornece formas de ondas senoidais, quadradas, triangulares, em rampa e pulsos de 0.1 Hz a 100 kHz, divididas em seis faixas.

Código: 983025

1.900,00



Luzes psicodélicas

Publicado na NE nº 2. É um aparelho que controla luzes coloridas por meio do som de gravadores, mesas girantes, toca-discos, ou qualquer outra fonte de sinais de áudio. Seus efeitos podem ser adaptados a home, festas, festas, conjuntos musicais, residências, etc. Apenas para 110 V.

Código: 983009



1.900,00

Fonte para efeitos especiais

Publicado na NE nº 21. Uma fonte especialmente projetada para a alimentação dos sons kits (eletrônicos, etc.). Possui duas saídas de tensão fixas 5 CVV e 12 VCC, e uma saída de tensão variável de até 500 mA.

Código: 983082

380,00

Injetor de sinais

Publicado na NE nº 18. Permite a análise, estágio por estágio, de amplificadores tanto de áudio como de RF ou HF. Pode ser usado também como gerador de impulsos para circuitos TTL ou CMOS. Conta com um controle de nível de saída que possibilita o ajuste do sinal de acordo com a tensão do circuito.

Código: 983067

380,00

Fonte P/DPM

Código: 983064

370,00

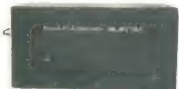
Publicado na NE nº 19.

Fonte PX (13,5V-5A)

Publicado na NE nº 7. Foi idealizada para servir aos operadores da televisão cidadã para a alimentação do transceptor, semelhante à da cadeia de rádio. Utilizando também, para quem desejarem, uma saída de tensão fixa, variável.

Código: 983031

1.590,00



Interruptor pelo toque

Sistema eletrônico, simples e compacto, apropriado para acender e apagar lâmpadas incandescentes em abajures, e um simples contato dos dedos com uma placa de alumínio. Publicado na Nova Eletrônica nº 13.

Código: 983054

430,00

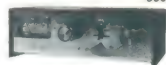


Medidor de ROE

Publicado na NE nº 20 de Nova Eletrônica. É o aparelho ideal para radiomadores e operadores de faixa de cidadã, quando e necessariamente verifica o acoplamento entre o transceptor e a antena. Mas além disso, este aparelho permite a medição de outros três fatores: potência de transmissão, nível de modulação e intensidade de campo relativo. Seu acoplamento é do tipo capacitivo por meio de barras de aço polido.

Código: 983074

990,00



Fonte simétrica regulável +15, -15 volts / 2A

Publicado na NE nº 18. Possibilita uma variação contínua da tensão, de zero volts a +15, -15 V, só a +15 V, com 2A, ou zero até 30 V, com 1A.

Código: 983068

1.990,00



LPC-CMOS

Publicado na NE nº 15. Contador de dois dígitos, em plaqueta, empregando integrado de tecnologia CMOS e 'display' monobloco.

Código: 983060



490,00

μSPY

Publicado na Nova Eletrônica nº 32. Equipamento eletrônico de escuta à distância. Com microfone de eletreto, seu Gerente e a captação de sons com uma de 10 m. Quando em ambiente silencioso, ele, seu receptor, também pode ser facilmente substituído, servindo como microfone de vigilância, de escuta discreta, portador eletrônico, intercomunicador, etc.

Código: 983096

490,00



Micro-transmissor FM-II

Publicado na Nova Eletrônica n.º 24. Com alcance superior a 100 metros, o novo micro-transmissor FM-II é equipado com um microprocessador eletrônico, apto a captar a voz humana até a 5 metros de distância. Embalado em compacta caixa, requer apenas uma bateria de 9 volts para sua alimentação.

Código: 983068

420,00



Nova fonte PX (13,5 V / 5A)

Publicada na Nova Eletrônica n.º 19. Ideal para transceptores de rádioamadorismo e faixa de cidadão. Perfeitamente estabilizada, por meio de um integrado regulador de tensão, permite a observação contínua da tensão e corrente de saída, através de dois medidores separados por meio de um potenciômetro externo. Pode-se efetuar o ajuste fino da tensão, de 11,5 a 14 volts.

Código: 983071

2.900,00



O novo tacômetro digital

Publicado na NE n.º 7, conta o número de rotações do motor do automóvel, proporcionando economia de combustível e vida mais longa ao motor. Adaptável a veículos com qualquer número de tempos e cilindros. Seu mostrador é digital, o que facilita a leitura.

Código: 983032



1.290,00

Módulo de acoplamento para o EQUASOUND

Publicado na NE n.º 33. Circuito de acoplamento do EQUASOUND, que permite a ligação deste com amplificadores excitados por corrente. Reune simplicidade e bom desempenho com a utilização de um circuito integrado TBA 820 por canal e mais alguns componentes passivos.

Código: 983097

300,00

Novas luzes dançantes

Publicado na Nova Eletrônica n.º 24. Circuito remodelado com a utilização de transistores e consequente aumento da sensibilidade. Capacidade de potência potencial 400 W/110 V. Otimizada: incrementa os valores de baile e discoteques, consiste na ligação do efeito luminoso por três canais: graves, médios e agudos. Possui grande capacidade de entrada 220 V.

Código: 983086

960,00



Mini-órgão C-MOS

Publicado na NOVA ELETRÔNICA n.º 26. Instrumento musical eletrônico monolítico, que apresenta duas envelopes independentes, sustenta transições de notas de 30 segundos, inclui 64 controladores de toque e 256 de dados na memória de acesso.

Código: 983091

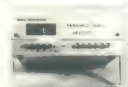
1.600,00

Multímetro digital MD 3 1/2 L

Publicado nos n.ºs 28 e 29 da Nova Eletrônica. Um instrumento digital para medidas de tensão AC e DC, corrente AC e DC, e resistência. Sua principal característica é a 1/2 L, possui autoalimentação e autoescala automática, além de escala adequada de maior precisão e capacidade. A escala de corrente se encontra fora dos escalonamentos.

Código: 983090

3.950,00



Luzes seqüenciais

Kit publicado no n.º 10 da Nova Eletrônica. Consiste em um circuito para produzir efeito luminoso em balões e lâmpadas. Os efeitos são inúmeros, variando o número de lâmpadas por canal e também a cor das mesmas.

Código: 983043

1.190,00



Oscilador TTL padrão

Publicado no n.º 20 da Nova Eletrônica. Consiste de um gerador de onda quadrada, com variação discreta da frequência, na faixa de 1 Hz a 1 MHz. Sua precisão (0,01%) é garantida pelo oscilador a cristal. Fornece um grande número de frequências, graças à possibilidade de controlar o fator de divisão de seu primeiro contador, por intermédio de "jumpers" previstos na placa. O sinal de saída é simétrico em seu nível e compatível com os 5 volts TTL.

Código: 983073

990,00

Frequencímetro NE-3052

Publicado nos n.ºs 19 e 20 da Nova Eletrônica. Mede não só frequência, mas também período e conta eventos. Sua faixa de medida abrange dos 5 Hz aos 40 MHz em duas escalas. Possui chave atenuadora do sinal de entrada de três níveis, indicador de excesso de contagem, zeroamento de leitura, base de tempo embutida a cristal, "display" de cinco dígitos, com LEDs. Opera tanto em 110 como em 220 volts, corrente alternada, e em 12 V, corrente contínua.

Código: 983052

5.600,00



Novo intercomunicador

Publicado na Nova Eletrônica n.º 12. Este novo aparelho permite conversas entre dois pontos, de até 80 m, com o cabo adequado. Utiliza um único circuito integrado (amplificador operacional). De aparência sólida, adapta-se a qualquer tipo de ambiente.

Código: 983044

900,00



POWER 200

Publicado nos n.ºs 33 e 34 da NE. Um módulo amplificador de potência, com saída máxima por canal de 44 W RMS ou 112 W HF, numa carga de 4 ohms, 8 Hz a 1 kHz. Tem sensibilidade de 300 mV (carga de 4 ohms), apresenta distorção menor que 0,05% em 1 kHz e relação sinal-ruído maior que 70 dB, de 20 Hz a 20 MHz.

Código: 983098

3.800,00



Power meter

Publicado nos n.ºs 28 e 29 da NE. Medidor de potência com escala de indicação luminosa, através de LEDs. Faixas de medição de 40 mWatts, a 480 Watts, com carga de 10 ohms, alta velocidade de resposta e alimentação por 12 V.

Código: 983093/94

680,00 1.200,00



Efeitos especiais

Publicados na NE n.º 18, eles englobam dois kits, com opção para um terceiro. Trata-se de duas sirenes diferentes, uma delas imitando o som dos carros da polícia francesa e a outra, da polícia italiana. Todas as três sirenes foram projetadas para uso em bailes tipo discoteca.

Código: 983062

Sirene francesa

Código: 983063

Sirene italiana

220,00

Temporizador fotográfico

Publicado na NE n.º 17. Presta-se ao controle do tempo de exposição do amplificador fotográfico. Permite o controle na faixa de 1 a 110 segundos, em passos de 1 segundo. Suporta cargas de 600 W, em 110 V e 1200 W, em 220 V. Possui controles "start" e "stop" separados, que possibilitam ao usuário dar início ou interromper a temporização automática, a qualquer tempo.

Código: 983065



990,00

Prescaler

Publicado no n.º 12 de Nova Eletrônica. Ideal para ser adaptado ao freqüencímetro digital da Nova Eletrônica ou a qualquer outro freqüencímetro digital, consiste de um "alargador" de faixa, permitindo um alcance de medida até 250 MHz.

Código: 983049

990,00

Som espacial

Código: 983072

390,00

TBA 810

Publicado na NE n.º 2, é um moderno amplificador de áudio, com 7 W de saída, que utiliza um só circuito integrado (e proteção contra sobretensão).

Código: 983008

270,00

Amplificador TDA 2020

Amplificador de alta-fidelidade, utilizando um único circuito integrado: TDA 2020 (20 W). Publicado na revista Nova Eletrônica n.º 11.

Código: 993047

550,00

Superfonte regulada 0 / 15V-2A

Publicado no n.º 9 de Nova Eletrônica. Fornece uma tensão, em variação, contínua, de 0 a 15 volts e 2 amperes de corrente, em qualquer tensão. É dotado de proteção interna contra sobrecargas e curto-circuitos.

Código: 983022



1.690,00

Rally

Publicado na NE n.º 17. O rally é para automóvel e possui "display" fluorescente em cor verde.

Código: 990008

1.450,00

Sincro-flash

Publicado na NE n.º 23. Um kit de características inéditas, que estende a todos os interessados uma facilidade encontrada apenas em oficinas de alto nível: o ajuste do tempo de ignição com o uso de luz estroboscópica.

Código: 983081

990,00



STEREO 100

Publicado na NE n.º 24 e 25. Amplificador de potência com uma saída de 50 W musicais por canal. Entradas para gravador, cápsula magnética e FM, além de saída para gravação e tones de oxido. Funcionamento estereofônico e monofônico, mais controle de Loudness.

Código: 983085



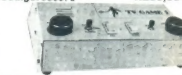
4.200,00

TV Game

Publicado na Nova Eletrônica n.º 21. É um verdadeiro jogo de vídeo, para ser jogado na televisão de casa. Permite escolher entre 3 jogos diferentes, num só conjunto: lenis, futebol e pândeo. Possui placar digital, automático, que só aparece na hora do ponto. Inclui ainda efeitos sonoros (batida na bola contra os obstáculos), bola com variação automática de velocidade e possibilidade de variar o tamanho das raquetes. Pode ser alimentado a pilhas ou por eliminação da antena. Uma única conexão com a TV, nos terminais da antena. Vem acompanhado por um completo manual de instruções.

Código: 983078

1.200,00



Nova sirene americana

Publicada na Nova Eletrônica n.º 21. Simula o som das sirenes dos carros de polícia americanos.

Código: 983075

330,00

Sirene eletrônica

Publicado na NE n.º 01 produz um som semelhante aos sirenes dos bombeiros.

Código: 983001

230,00

Strobe

Publicado na NE n.º 6, é "aquela" luz estroboscópica inconfundível, para festas e bailes.

Código: 983027

990,00

BRISATEMP — Publicado na NE n.º 35. Temporizador para limpadores de para-brisa de automóveis. Para os dias de garoa, neblina ou chuva leve. Ajustável em ciclos de 1 a 6 varreduras, com intervalos também reguláveis de 2,7 a 35 segundos. Quando fora de uso, não afeta o funcionamento normal do limpador.

Vento eletrônico

Publicado na NE n.º 18. Imita perfeitamente o ruído do vento, sendo bastante útil em discotecas, gravações ou representações teatrais.

Código: 983069

450,00

SÃO PAULO

FILCRES IMP. REPRESENTAÇÃO LTDA.
Rua Aurora, 165 - Tel: 223-7388

JÊ RÁDIOS COMÉRCIO E INDÚSTRIA LTDA.
Rua General Osório, 81
Tel: 223-3968

RÁDIO SHOP
Rua Vitória, 339 — Tel:
221-0213

A.B.C.:

RADIO ELÉTRICA SANTISTA LTDA.
Rua Cel. Alfredo Flaquer, 110
— Tel.: 449-6688 STO ANDRÉ

Av. Gcias, 762
S. CAETANO DO SUL

Rua Mai. Deodoro, 132 - loja
10/11 - Tel: 443-3299 S. B. Cam-
po

GEMAEFFE COM. IMP. E EXP. LTDA.

Rua Ernesta Pilosini, 32 São
Bernardo do Campo 448-3361

B. HORIZONTE

ELETRORÁDIO IRMÃOS MAL-
LACO LTDA.
Rua Bahia, 279 - Tel: 222-3371
Rua Tamoios, 580 -
Tel: 201-2921

KEMITRON LTDA.
Av. Brasil, 1533/7 -
Tel: 335-1977

BLUMENAU

COPEEL COM. DE PEÇAS
ELETRO ELETRONICAS LTDA.
Rua Sete de Setembro, 1914 -
Tel: 22-5070

BRASÍLIA

SIMÃO ENG.ª ELETRÔNICA
LTDA.
SCR 513 B1. A loja 47/51 -
Tel: 44-1516

ELETRÔNICA YARA LTDA.
CLS 201 B1. e Loja 19 -
Tel: 224-4058

CAMPINAS

BRASITONE
Rua 11 de Agosto, 185 -
Tel: 31-1756

CAMAÇARI

ELETRÔNICA CAMAÇARI
Rua Duque de Caxias, 14-B -
Tel: 921-1208

CURITIBA

TRANSIENTE COM. DE APAR.
ELETRÔNICOS LTDA.
Av. Sete de Setembro. 3664 -
Tel: 24-7706

ELETRÔNICA MODELO LTDA.
COM. DE PEÇAS
Av. Sete de Setembro. 3460/68 -
Tel: 223-5033

FLORINÓPOLIS

ELETRÔNICA RADAR LTDA.
Rua Gal. Liberato Bittencourt,
1999 - Tel: 44-3771

FOZ DO IGUAÇU

DIGIFOZ ELETRÔNICA
TELECOM. LTDA.
Rua Xavier da Silva, 402 -
Tel: 73-2520

JÊ RÁDIOS COM. IND.
Av. Pres. Juscelino Kubitschek,
667 - Tel: 73-2832

GUARATINGUETÁ

PRIMO'S SOM
Av. Rui Barbosa, 172 -
Tel: 32-1594
Rua Comendador Rodri-
gues Alves, 329

ITAJAI

ELETROTÉCNICA CRUZEIRO
LTDA.
Rua Heitor Liberato, 1170 -
Tel: 44-1537

JOINVILLE

COPEEL COM. DE PEÇAS
ELETRO ELETRONICAS LTDA.
Rua 3 de Maio, 100 -
Tel: 22-0046
(Paralela a Rua das Palmeiras)

JUIZ DE FORA

ELETRÔNICA COMPEL LTDA.
Rua Sta. Rita, 266 -
221-1885

LONDRINA

KATSUMI HAYAMA & CIA.
LTDA.
Rua Duque de Caixias, 208/18 -
Tel: 32-6220

MANAUS

COMERCIAL BEZERRA
Rua Costa Azevedo, 139 -
Tel: 252-5363

MARINGÁ

JÊ RÁDIOS COM. IND. LTDA.
Av. Joubert de Carvalho, 226 -
Tel: 22-6644

MOGI DAS CRUZES

ECELE ENG.ª COM. ELETR.
ELETRON LTDA.
Rua Padre João, 231
Tel: 469-8104

PIRACICABA

ELETRÔNICA PAUMAR LTDA.
Rua Armando Salles de Olivei-
ra, 2.022 - Tel: 22-7325

PORTO ALEGRE

DIGITAL COMPONENTE ELE-
TRÔNICOS LTDA.
Rua da Conceição, 383 -
Tel: 24-4175

RECIFE

BARTÔ REPRES. COM. LTDA.
Rua da Concordia, 312 -
Tel: 224-3699

RIBEIRÃO PRETO

A RÁDIO LAR
Rua José Bonifácio, 485 -
Tel: 25-4206

JÊ RÁDIOS COM. IND. LTDA.
Av. Duque de Caxias, 186 -
Tel: 34-7311

RIO DE JANEIRO

NOVA JÊ ELETRÔNICA LTDA.
Rua República do Líbano, 18A
Tel: 232-0367
Rua Sidoneo Paes, 36A -
Tel: 289-1646 CASCADURA

DELTRONIC COM. ELETRÔN-
CO LTDA.
Rua República do Líbano, 25A
Tel: 252-2640

SALVADOR

T.V. PEÇAS LTDA.
Rua Saldanha da Gama, 09 -
Tel: 242-2033

SANTOS

JÊ RÁDIOS COM. IND. LTDA.
Rua João Pessoa, 230 -
Tel: 34-4136

SÃO JOSÉ DO RIO PRETO

JÊ RÁDIOS COM. IND. LTDA.
Rua Silva Jardim, 2825 -
Tel: 32-5374

SÃO JOSÉ DOS CAMPOS

SERVICE NEWS COM.
ELETRÔNICA LTDA.
Av. Francisco José Longo, 540
- Tel: 22-0100

SOROCABA

ELETRÔNICA APOLLO LTDA.
Rua Padre Luis, 277 -
Tel: 32-8046

TAUBATÉ

T & B SOM
Rua Dr. Souza Alves, 730 -
Tel: 32-9597

TERESINA

ELETRON KITS
Rua Gabriel Ferreira, 1335

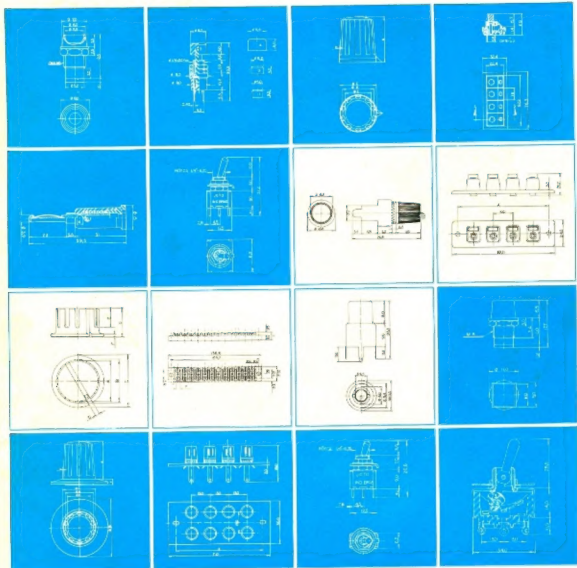
UMUARAMA

DCE DISTR. DE EQUIP.
ELETRÔNICOS LTDA.
Rua Aricanduva, 4036
TEL: 23-3578

VITÓRIA

CASA STRAUCH
Av. Jerônimo Monteiro, 580 -
Tel: 223-4657

Conte com a experiência de quem produz qualidade.



Fabricamos uma extensa linha de 450 itens
que vão de encontro às suas especificações:

- Porta fusíveis
- Knobs
- Tomadas DIN
- Garras jacaré
- Knobs c/escala
- Plugs
- Pinças p/ testes
- Conectores
- Suportes p/ LED
- Push buttons
- Bornes
- Tomadas de antena
- Suporte p/ cristais
- Olhos de boi
- Micro chaves inversoras

componentes
eletrônicos
JOTO



Otto & Tercilio Ltda. Rua Visconde de Parnaíba, 3042/3050 - Telefones: 291-2129 - 291-4936 - São Paulo

Começou uma nova geração de amplificadores para o som do seu carro: **spa 80**

stereo power amplifier

Com potência real de 82 Watts RMS (120 IHF), indicada e controlada através de VU meter especial, o SPA-80 incorpora recursos que além de proporcionarem maior potência e melhor som em qualquer nível de volume, ainda consomem menor energia da bateria - mesmo quando o motor do veículo estiver desligado. Chave reversora de canais e controles independentes de graves e agudos, completam sua tremenda versatilidade e eficiência.

**hi-fi car
bravox**

